

UNIVERSITE DE SHERBROOKE

Faculté de génie

Département de génie électrique et génie informatique

# COMMUTATION DE PUISSANCE HAUTE FRÉQUENCE BASÉE SUR LA TECHNOLOGIE A LARGE BANDE INTERDITE

Thèse de doctorat  
Spécialité : Génie Electrique  
Adrien LETELLIER

Jury : Maxime R. Dubois (directeur)  
Hassan Maher (directeur)  
Bruno Allard  
François Boone  
Handy Fortin-Blanchette

*À ma famille toujours présente pour moi*

---

## RÉSUMÉ

Depuis la première moitié du XXème siècle, l'électronique de puissance est de plus en plus présente dans le monde industriel et personnel. Cette présence s'explique par plusieurs facteurs. Pour n'en citer que certains, les plus importants sont l'économie d'énergie, la miniaturisation ou encore la réduction des coûts. Pour répondre à ces besoins, la recherche s'intéresse depuis le début à l'optimisation des procédés de fabrication de semi-conducteurs dans le but de les rendre plus petits, moins chers et plus économes en énergie. Ces progrès ont permis d'augmenter la part d'utilisation des semi-conducteurs dans la conversion de puissance électrique, permettant ainsi l'amélioration des systèmes existants jusqu'aux véhicules devenus ainsi hybrides ou électriques.

Le silicium est jusqu'à présent le matériau le plus fréquemment utilisé dans la fabrication des semi-conducteurs. Il a maintenant atteint une limite technologique ne permettant que très difficilement d'améliorer davantage ses performances. La technologie à large bande interdite fut alors adoptée, permettant dans un premier temps d'augmenter les fréquences de fonctionnement d'abord dans le domaine des radiofréquences. Cette technologie fut ensuite adaptée à de plus fortes puissances. Les composants ainsi obtenus présentent d'excellentes performances nécessitant une étude et une adaptation approfondies des techniques classiques de conception et de commande. Ainsi tout composant servant à leur utilisation doit être étudié en profondeur afin de statuer sur leur utilisation potentielle ou les adaptations à effectuer.

Dans cette thèse, nous proposons l'étude des éléments passifs, des méthodes de conception ainsi que de la modélisation du composant afin d'en dégager des règles, performances et points d'améliorations futures. Pour mener à bien ce travail, des connaissances dans le domaine de l'électromagnétisme, de la modélisation ainsi que dans les topologies d'électronique de puissance sont nécessaires.

**Mots Clefs :** Semi-conducteurs, magnétisme, large bande interdite, design, modélisation, électronique de puissance.

# ABSTRACT

Since the first half of the twentieth century, power electronics is more and more common in the industry and the private life. This can be explained by numerous factors. The most important ones are to save energy, to improve miniaturisation and cost reduction. To answer these needs, research is focused on optimising the semiconductors fabrication process to have them smaller, cheaper and more efficient. Progress allowed to increase the semiconductor usage for power conversion. Then, this allowed an improvement of existing systems and the appearance of hybrid vehicles.

Up to today, semiconductors are manufactured by using silicon as the main material. However, this material reached a limit, making further improvements complicated. Then, the wide band gap technology has been used to increase working frequencies in the radio frequency domain first. Later, this technology has been adapted to power conversion, giving high-performance components. Their performances push to study adapted design rules and commands. This leads to studying every necessary component used the wide band gap technology and rule over their usability and the adaptations needed.

This thesis aims to study the passive elements, the design methods and the component modelling to find out the needed guidelines. This will also give the attainable performances and the future improvements to achieve. To complete this work successfully, knowledge about electromagnetism, modelling and design rules is needed.

**Key words:** Semiconductors, magnetism, wide band gap, design, modelling, power electronics.

---

## REMERCIEMENTS

Ce travail de longue haleine me permet de rencontrer de nombreuses personnes, de vivre beaucoup d'aventures, humaines et de mieux me connaître. Aussi, je souhaite remercier ces personnes qui m'ont influencé, aidé à voir les choses différemment et à continuer de me construire.

J'aimerais remercier mes directeurs Hassan Maher et Maxime Dubois en premier. C'est grâce à leur confiance en mes capacités, en mon travail, en moi que j'ai pu venir vivre cette expérience au Québec. Leur soutien ainsi que leur encadrement ont pu faire de moi une personne plus rigoureuse qui sait prendre son temps quand nécessaire. Je les remercie de m'avoir laissé de la liberté dans mes recherches et de leurs retours sur mon travail, c'est grâce à cela que je me sens aujourd'hui prêt à défendre cette thèse et à faire face à l'avenir avec sérénité.

Je remercie également le professeur Trovão avec qui j'ai fréquemment discuté. Ces discussions m'ont aidé à faire des choix pour au final aller dans la bonne direction. Son support dans les tests pratiques fut extrêmement important.

Merci à mon Jury qui a investi du temps dans la lecture de ce manuscrit. Leur avis me permettra de m'améliorer en pointant points forts ou faiblesses.

Ce travail n'aurait pas pu être possible sans le soutien du personnel de l'université. Je ne peux pas citer ici le nom de toutes les personnes, secrétaires, technicien(ne)s qui m'ont permis de concevoir, tester, valider et analyser mes travaux. J'ai pris de leur temps et ils ont toujours été disponibles et prêts à me transmettre leur savoir et leurs expériences. Leur bienveillance et leur contact à tous m'ont permis de trouver ma place, de prendre connaissance des lieux et d'avancer vers mon but. Je remercie également mes collègues qui ont mis de la vie dans ce local. « We will cross the bridge ! » Je les attends de l'autre côté, je suis certain de leur réussite.

Cette vie au Québec n'a pas été qu'une vie de chercheur. J'ai pu rencontrer des personnes très différentes et je me suis fait de très nombreux amis, je veux tous les remercier, ils m'ont permis de me sentir bien, de vivre des expériences auxquelles je n'aurais jamais pensé avant de venir ici. Il y a ces amis que l'on se fait dès le premier jour, oui, je parle de toi Fanny Larue ! Il y a

ceux que l'on rencontre au fur et à mesure et avec qui ça marche bien dès le début, avec qui on n'hésite pas à avoir des parties de Catane qui tourne souvent à une guerre de tranchée, surtout avec Triton et Brice.... Les amis amenant des amis, on se sent toujours plus entourés avec Jed qui nous a tous rejoints dans l'aventure pour le meilleur et surtout pour le Tarot.

Il y a ceux du pays dont au début on a du mal à comprendre l'accent, comme Nath, JB, Cath, BC, JC, Vincent, Charlotte heureusement on s'y fait vite et je suis vraiment heureux que nos chemins se soient rencontrés. Grâce à vous j'ai pu vivre non pas à côté des Québécois, mais avec eux, avec vous. Vous m'avez fait me sentir bien, découvrir ce qu'est la vie ici et je garderai toujours de bons souvenirs.

En tant que grimpeur et amoureux du caillou sous toutes ses formes (même si je les préfère très hauts) j'ai pu me faire de nombreux amis. C'est ainsi qu'on peut faire des rencontres qui m'ont permis de plonger encore plus dans cette passion, me permettant de trouver un équilibre. Il y a les Français, comme Joris, Romain, Jean et aussi tous ceux à Vertige qui me permettent d'oublier les problèmes, inquiétudes et tracas du quotidien.

Enfin, il y a tous ces amis que l'on se fait au fil des rencontres et avec qui on se sent juste bien, Marine, Pierre et tous ceux dont je n'énumère pas les noms, mais je ne les oublie pas.

Merci aussi à vous, les amis restés en France avec qui les liens sont restés forts. Savoir qu'on a une amitié au-delà des frontières fait chaud au cœur. Merci, Fabrice, David, Manue, Coco, Rominou, Alex, Geof, Richou, Steph, Auré et Benji. Je n'oublie pas le club d'Agrippine où j'ai toujours été le bienvenu avec bonne humeur lors de mes passages en France.

Je tiens particulièrement à remercier mes parents qui m'ont soutenu du mieux qu'ils peuvent, qui m'ont encouragé et qui ont toujours cru en moi. Malgré les doutes, la douleur et la difficulté de la distance, ils étaient et continuent à être présents. Ils m'ont montré que ce que je fais compte pour eux, cela m'a toujours motivé et j'espère être à la hauteur de leur fierté. On ne choisit pas sa famille, mais je pense avoir été chanceux.

Je remercie également ma belle-famille qui me dit parfois que je fais un doctorat en escalade... Leur intérêt pour mon travail et leur soutien sont importants pour moi.

Maintenant il reste une personne que je souhaite remercier, ma compagne Caroline, sans qui rien n'aurait été possible. Sa venue au Québec ayant déclenché la mienne, je suis reconnaissant de sa décision. Depuis maintenant 11 ans que nous sommes ensemble, je n'ai pas de regret sur ce chemin de parcours et j'espère que nous irons loin. Cette expérience ensemble au Québec où nous avons partagé inquiétudes, bons moments et d'autres, plus difficiles, est de loin une expérience exceptionnelle. Je la remercie d'avoir fait le chemin jusqu'ici et de m'avoir permis de m'intégrer plus facilement. Sa compréhension envers mes voyages, mes activités, mon travail me montrent chaque jour que j'ai de la chance de l'avoir à mes côtés.

# TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ.....	iii
Abstract .....	iv
Remerciements .....	v
Table des matiÈres .....	viii
Liste des figures .....	xi
Liste des tableaux .....	xxi
Liste des symboles .....	xxii
Liste des acronymes .....	xxiii
Chapitre 1 Introduction .....	1
1.1. Mise en contexte .....	1
1.2. Problématique et objectifs .....	7
1.3. Méthodologie.....	10
1.4. Contributions originales .....	10
1.5. Plan du document .....	12
Chapitre 2 Commutation et matÉriaux semi-conducteurs en Électronique de puissance : État de l'art .....	14
2.1. Le principe de conversion de puissance .....	14
2.2. Commutation en électronique de puissance .....	15
2.3. Les semi-conducteurs .....	16
a. Les composants à large bande interdite .....	16
b. Le nitrure de gallium .....	18
c. Intérêts des semi-conducteurs à large bande interdite .....	22
2.4. Les topologies de conversion .....	23
a. Le convertisseur survolteur Boost réversible .....	24
b. L'onduleur .....	27
c. La boucle de puissance .....	30
2.5. La commutation appliquée .....	31
a. La commutation à la nanoseconde.....	33
b. La surtension.....	33
2.6. Identification des éléments limitants .....	35



---

a. Le boîtier .....	36
b. La température .....	37
c. Le condensateur de découplage .....	38
d. Le circuit imprimé .....	40
Chapitre 3   Limitation thermique, facteur d'utilisation et optimisation.....	41
3.1. Modèle thermique et calcul du courant admissible.....	41
3.2. Modèles électriques .....	49
3.3. Modélisation de la commutation et circuit d'aide à la commutation.....	52
a. Topologie de <i>snubber</i> .....	52
b. Mise en équation .....	53
c. Calcul du <i>snubber</i> .....	57
d. Validation pratique .....	62
e. Limitations en vitesse de commutation .....	64
f. Conclusion .....	69
Chapitre 4   Considération des éléments imparfaits d'un circuit imprimé.....	70
4.1. Recherche de la topologie de boucle adaptée à la conversion de puissance.....	71
a. Topologie en U (2D).....	71
b. Dessus-Dessous (3D-1).....	74
c. Boucle interne (3D-2) .....	76
4.2. Effet de peau et de proximité .....	79
a. Calcul de l'effet de peau pour un conducteur unique .....	81
b. Calcul de l'effet de proximité pour deux conducteurs.....	87
4.3. Magnétostatique et inductance.....	90
a. Dérivation mathématique.....	91
b. Formule simplifiée.....	99
4.4. Placement optimal.....	100
4.5. Résultats.....	102
Chapitre 5   Analyse des performances de commutation .....	104
5.1. Considérations pratiques et mise en œuvre.....	104
a. Validation de carte .....	104
b. Mesure haute fréquence .....	107
5.2. Prototype n°1 .....	111

---

a. Caractéristiques .....	111
b. Résultats.....	113
c. Conclusion .....	123
5.3. Prototype n°2 .....	124
a. Caractéristiques .....	124
b. Résultats.....	125
c. Conclusion .....	136
Chapitre 6 Conclusion générale .....	137
6.1. Résumé des travaux .....	137
6.2. Résultats et conclusion .....	137
6.3. Contributions originales .....	138
6.4. Recommandations et propositions d'études supplémentaires .....	139
a. L'aspect thermique .....	139
b. Les pertes.....	139
c. L'amélioration des condensateurs de découplage .....	140
d. Limitation du cross-talk.....	140
Annexes .....	141
1. Détail du calcul du courant admissible en fonction des paramètres de commutation ....	141
2. Détail du calcul de la fonction de transfert pour modélisation bouclée .....	142
3. Passage du référentiel 3D à 2D.....	147
Bibliographie .....	149

# LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 : Reproduction du premier prototype de transistor bipolaire testé (domaine public)	2
Figure 1-2 : Exemples d'application de l'électronique de puissance .....	3
Figure 1-3 : Limite Resistance vs tension des differents materiaux Si, SiC et GaN [1] .....	4
Figure 1-4 : Application de la technologie à large bande interdite par rapport à la technologie Silicium (traduit en français, crédits à Infineon®) .....	5
Figure 1-5 : Comparaison entre un MOSFET en boîtier D2PAK standard et un HEMT (High Electron Mobility Transistor) EPC2010c 200V 12A 20x plus petit (traduit en français, crédit à <a href="http://www.epc-com.com">www.epc-com.com</a> ) .....	7
Figure 1-6 Test du composant TPH3202PD avec un design non optimisé et un temps de montée rapide, commutant 1 A sous 30 V .....	9
Figure 2-1 : Représentation EMR (Energetic Macroscopic Representation)[9] générique d'un convertisseur de puissance avec les principales parties de filtrage/découpage .....	15
Figure 2-2: Caractéristiques tension/courant des composants de puissance les plus courants..	16
Figure 2-3: Principales propriétés des matériaux et leur effet sur le semi-conducteur produit.	17
Figure 2-4: Coût de revient d'un wafer de GaN selon le type de substrat utilisé (source : Lux Research) .....	17
Figure 2-5: Constitution de base d'un interrupteur HEMT. La structure est horizontale. (a) état des bandes de conduction à l'hétérojonction (b) structure physique de base d'un HEMT .....	18
Figure 2-6: Méthodes pour rendre un HEMT bloqué à l'état de repos .....	19
Figure 2-7: Capacité en courant et résistance dynamique d'un (a) e-GaN HEMT ouvert au repos et d'un (b)HEMT fermé au repos [16] .....	20

Figure 2-8: Principaux défis pour la croissance de GaN sur Si (a) constantes de maillage différentes (b) impact des coefficients d'expansion thermique différents durant la fabrication du semi-conducteur (traduit en français, images : <a href="http://uef.fei.stuba.sk">http://uef.fei.stuba.sk</a> ) .....	21
Figure 2-9: Taille (barres) en fonction de la fréquence de commutation pour un convertisseur Cuk (page 576) [30] .....	23
Figure 2-10: Topologie de base d'un convertisseur Boost avec les formes d'ondes associées	25
Figure 2-11: Rendement obtenu dans [36] (rouge) en fonction de la puissance triphasée de sortie du convertisseur.....	27
Figure 2-12: Topologie d'un onduleur sur charge inductive.....	28
Figure 2-13: (a) boucle de puissance détaillée avec les différents éléments résistifs et inductifs et (b) modèle de Curtice d'un FET faisant apparaître les éléments internes [47] .....	31
Figure 2-14: (a) Schéma typique des pertes par commutation et conduction d'un transistor de puissance et (b) pertes par recouvrement inverse d'une diode.....	33
Figure 2-15: Boucle de commutation avec association des imperfections étant en série .....	34
Figure 2-16: Surtension dans le cas (a) d'une commutation instantanée, (b) dans le cas d'un temps de montée de 20 ns, (c) le temps de montée est de 50 ns (d) courbe réelle de commutation d'un test préliminaire du 19 novembre 2015 .....	35
Figure 2-17: Inductance et résistance selon le boîtier utilisé (source : <a href="http://www.epc.com">www.epc.com</a> ) (a) l'inductance de boîtier (b) résistance de boîtier .....	37
Figure 2-18: Différents boîtiers de composants, à gauche un boîtier D2PAK standard, à droite un composant EPC 200 V 22 A (source : <a href="http://www.epc.com">www.epc.com</a> ) .....	38
Figure 2-19: Impédance et modélisation d'un condensateur de découplage en utilisant le modèle série (c) de la Figure 2-20. L'inductance série est de 3nH et la résistance de 19.6 mΩ [53]....	39
Figure 2-20: Modèles permettant de reproduire le comportement d'un condensateur réel .....	39

Figure 2-21: Changement de capacité d'un condensateur en fonction de la tension à ses bornes [54] .....	40
Figure 3-1: Modèle thermique de Cauer.....	42
Figure 3-2: Modèle thermique de Foster .....	42
Figure 3-3: Evolution de la température quand une source de puissance thermique présente une forme de train d'onde carrée. Ici la température maximale est 17% plus élevée que la température moyenne en régime établi.....	43
Figure 3-4: (a) Courbe $Z_{th}$ issue d'une documentation technique (b) sa reconstitution à partir d'une identification de paramètres introduits dans le modèle de Foster .....	44
Figure 3-5: Calcul du $K_{util}$ et des puissances dissipées et transmises pour les différents composants testés. ....	48
Figure 3-6: Courbes issues de [63] où le bleu représente l'expérience pratique et le rouge le résultat théorique.(a) est pour la fermeture du HEMT, (b) est pour l'ouverture du HEMT .....	50
Figure 3-7: Comparaison entre modèle testé et expérimentation de laboratoire (a) présente les courbes obtenues avec l'aide du modèle analytique. (b) sont des mesures de tension obtenues expérimentalement pour le HEMT du bas du bras de pont. ....	51
Figure 3-8: Bras de commutation avec les inductances et résistances du PCB. La sortie, considérée comme hautement inductive est modélisée par une source de courant. ....	53
Figure 3-9: Simplification du modèle de HEMT du bas à l'ouverture.....	54
Figure 3-10: Modèle simplifié étudié (a) Modélisation avec les HEMTs remplacés par leur modèle en conduction et ouvert (b) Modèle final avec le snubber du transistor du haut ignoré dû à la faible résistance interne de Q1 .....	55
Figure 3-11: Combinaison des tensions de bus $V_{dc}$ et de la tension de Q1, permettant de modéliser la fermeture du HEMT à l'aide d'une source fictive ( $v_{dc}=V_{DC}-v_{Q1}$ ).....	56

---

Figure 3-12: Résultats de simulation du composant EPC2022 avec une inductance de boucle de 0.77nH (a) simulation Spice® et (b) Utilisation de (3-6) dans Matlab®.....	57
Figure 3-13: Boucle fermée utilisée pour l'analyse de (3-6). ....	57
Figure 3-14: Marge de phase de l'analyse en boucle ouverte $G(s)H(s)$ .....	58
Figure 3-15: Dépassement en fonction de la marge de phase pour l'étude en boucle ouverte d'une boucle fermée. ....	59
Figure 3-16: Algorithme de détermination du snubber optimal d'un design .....	61
Figure 3-17: Marge de phase de l'analyse en boucle ouverte $G(s).H(s)$ avec design de snubber optimal.....	62
Figure 3-18 : Comparaison entre la simulation Spice® et Matlab® avec les paramètres optimaux du snubber dissipatif avec les mêmes paramètres de circuit qu'à la Figure 3-12 .....	62
Figure 3-19: Résultat de (3-6) pour le composant GS61008 sans et avec le snubber de 240pF, $4.7\Omega$ .....	63
Figure 3-20: Résultat pratique sans et avec snubber avec un prototype utilisant le composant GS61008.....	64
Figure 3-21: Modèle de transistor HEMT .....	65
Figure 3-22: Résultat de l'étude de l'impact des paramètres du PCB sur le temps de montée et le maximum de la tension $v_{ds}$ , $R_{pcb}$ fixe à 20 m $\Omega$ (a) valeur de $C_{snub}$ en multiple de $C_{oss}$ (b), (c) : résultat sur l'écart de tension maximale obtenu ;(d), (e) temps de montée et écart obtenu. ....	66
Figure 3-23: Temps de montée théorique et expérimental. L'expérimental recoupe la courbe théorique, validant ainsi les impacts de l'inductance de piste ainsi que du snubber. (a) : courbe sans snubber, (b) courbe avec snubber de 220 pF et (c) : courbes de temps de montée calculées sans et avec snubber .....	68

Figure 4-1: Rappel du positionnement des éléments indésirables d'une boucle de commutation .....	71
Figure 4-2: Topologie en U pour un bras de pont à deux interrupteurs de puissance .....	72
Figure 4-3: Résultat de la simulation 3D pour la topologie en U pour un courant de 10 A circulant avec une forme sinusoïde de 1 MHz 19 mm de large et 23.3 mm de haut.....	72
Figure 4-4:Topologie en U avec couche de blindage .....	73
Figure 4-5: Résultats du blindage pour la topologie en U pour un courant de 10A circulant avec une forme sinusoïde de 1 MHz avec les mêmes dimensions que précédemment. ....	74
Figure 4-6: Topologie en Dessus-Dessous pour un bras de pont à deux interrupteurs de puissance 7.5 mm de large, 14.5 mm de haut et l'espace est de 1.6 mm.....	75
Figure 4-7: Résultat de la simulation numérique pour la densité de courant et le champs magnétique H. 7.5 mm de large, 14.5 mm de haut et 1.6mm d'épais .....	76
Figure 4-8: Topologie de la boucle interne pour un bras de pont à deux interrupteurs de puissance .....	77
Figure 4-9: Résultat de simulation pour la topologie 3D-2 avec un espace entre couches de 200 $\mu\text{m}$ .....	78
Figure 4-10: Résultat de simulation pour les différentes topologies présentées appliquées à des composants de taille égale en régime établi. L'écart entre le U et son blindage est de 200 $\mu\text{m}$ . L'espace pour la 3D-2 est de 200 $\mu\text{m}$ .....	79
Figure 4-11: Effet de peau sur la répartition du courant dans deux conducteurs parallèles à section rectangulaire. (a) courant alternatif à fréquence élevée, (b) courant alternatif à fréquence faible .....	80
Figure 4-12: Effet de proximité sur la répartition du courant dans deux conducteurs parallèles à section rectangulaire .....	80

Figure 4-13: Conducteur utilisé pour l'étude avec les différentes dimensions et le sens du courant .....	81
<i>Figure 4-14: Résultat de la répartition du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des x) pour une épaisseur standard de piste de 35<math>\mu</math>m et les fréquences (a) de 1 MHz (<math>\delta</math>=65<math>\mu</math>m) et (b) 350 MHz (<math>\delta</math>=3.5<math>\mu</math>m) .....</i>	<i>84</i>
<i>Figure 4-15: Résultat du déphasage spatial du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des x) pour une épaisseur standard de piste de 35<math>\mu</math>m et les fréquences (a) de 1 MHz (<math>\delta</math>=65<math>\mu</math>m) et (b) 350 MHz (<math>\delta</math>=3.5<math>\mu</math>m) .....</i>	<i>86</i>
Figure 4-16: Impact de l'épaisseur du conducteur sur la résistance et les pertes pour un courant de 10 A à 200 MHz .....	86
Figure 4-17: Couple de conducteurs utilisé pour l'étude de l'effet de proximité avec les différentes dimensions et le sens du courant. ....	88
Figure 4-18: Résultat de la répartition du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des x) pour une épaisseur standard de piste de 35 $\mu$ m et les fréquences (a) de 1 MHz ( $\delta$ =65 $\mu$ m) et (b) 350 MHz ( $\delta$ =3.5 $\mu$ m) .....	89
<i>Figure 4-19: Résultat du déphasage spatial du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des x) pour une épaisseur standard de piste de 35<math>\mu</math>m et les fréquences (a) de 1 MHz (<math>\delta</math>=65 <math>\mu</math>m) et (b) 350 MHz (<math>\delta</math>=3.5 <math>\mu</math>m) .....</i>	<i>89</i>
Figure 4-20: Résultat de l'analyse de l'impact de l'épaisseur du conducteur sur la résistance et les pertes pour un courant de 10 A à 200 MHz .....	90
Figure 4-21: Couple de conducteurs pour la circulation du courant. Le point ( $z_0, x_0$ ) est le point où on calcule H.....	92
Figure 4-22: Résultat de (4-38) calculé avec le logiciel Matlab® pour un conducteur rectangulaire dans lequel circule un courant réparti uniformément (a) grossissement autour du conducteur (b) vue d'ensemble des lignes de champs .....	95



Figure 4-23: Résultat de (4-39) pour un conducteur rectangulaire dans lequel circule un courant réparti uniformément selon l'e plan (z,x) (a) grossissement autour du conducteur (b) vue d'ensemble des lignes de champ .....	97
<i>Figure 4-24: Champ H et plan utilisé pour le calcul du flux servant au calcul de l'inductance de pistes. ....</i>	<i>98</i>
Figure 4-25: Inductance en nH/m obtenue avec les formules analytiques, le résultat final s'obtient en multipliant par la longueur des conducteurs. ....	99
Figure 4-26: Erreur de l'approximation (4-29) selon les dimensions de la boucle de puissance. ....	100
Figure 4-27: Erreur de l'approximation (4-42) selon les dimensions de la boucle de puissance. ....	100
Figure 4-28: Carte de test des formules analytiques développées. ....	101
Figure 4-29: Résultat d'un test de commutation où l'ondulation de tension sert à trouver l'inductance de piste .....	103
Figure 5-1: Etapes de vérification de la partie basse puissance .....	105
Figure 5-2: (a) Photo d'un HEMT d'EPC®, la largeur des connexions est de 200µm (b) dendrites de soudures provoquant des courts-circuits. ....	105
Figure 5-3: (a) test de l'absence de mauvais alignement et de dendrites (b) test de la conduction inverse, détection de composants brisés. ....	106
Figure 5-4: (a) test de commutation à vide, validation de la commande (b) test avec charge, identification de problèmes liés à la circulation de courant .....	107
Figure 5-5: (a) Sonde d'oscilloscope standard (b) Sonde d'oscilloscope avec connexion de masse pour mesures haute fréquence .....	108

Figure 5-6: (a) mesure avec la connexion de masse crocodile (b) mesure avec la connexion de masse optimisée Crédits : Lecroy®.....	109
Figure 5-7: Modèle de transformateur faisant apparaître les diverses capacités parasites d'un transformateur ainsi que les condensateurs de filtrage pour la CEM.....	110
Figure 5-8: Logique de fonctionnement du prototype n°1, permettant la commutation à un courant donné (a) : schéma logique du fonctionnement de la détection de courant, (b) : schéma électrique simplifié de la carte. ....	112
Figure 5-9: Photo du prototype et détails des différentes parties.....	113
Figure 5-10: Résultat de la commutation du composant TPH3202. On peut voir sur cette figure le profil de commutation obtenu ainsi que la tension idéale. La commutation est effectuée avec un courant de 3A. ....	114
Figure 5-11: Courbe expérimentale de commutation ainsi que les résultats du modèle mis en place au Chapitre 3. (a) : Courbe expérimentale, $V_{DC}=33V$ , (b) résultat du modèle, (c) Utilisation du modèle à tension maximale. ....	116
Figure 5-12: Courbes du courant drain-source et tension grille source. De fortes oscillations de courant, associées à celles de tension sont présentes. ....	117
Figure 5-13: Courbe de la tension de grille du HEMT lorsque celui-ci devient passant. Le driver de grille est alimenté en 12V.....	117
Figure 5-14: Courbes de la tension de grille et du courant drain source à 3 A (composant GS61008P ) .....	119
Figure 5-15: Courbes de la tension de grille et de la tension drain source à 3 A.....	119
Figure 5-16: Courbes de la tension de grille et de la tension drain source à 3 A.....	119
Figure 5-17: Courbes de la tension de grille et du courant drain-source à 6 A.....	120
Figure 5-18: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 6 A .....	120

Figure 5-19: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 20 A.....	121
Figure 5-20: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A (composant EPC 2007 ).....	122
Figure 5-21: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A.....	122
Figure 5-22: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A.....	122
Figure 5-23: Courbes de la tension de grille et de le courant drain-source à 3 A .....	123
Figure 5-24: Logique de complémentation et ajout de temps mort de la partie commande de la carte .....	124
Figure 5-25: Carte de prototype utilisée avec les différentes fonctions, la boucle de puissance possède les dimensions de 16.5 mm x 6.5 mm x 0.175 mm .....	125
Figure 5-26: Courbe de tension pour la commutation dure d'un transistor HEMT. La fréquence de l'oscillation est de 250 MHz. Le $dV/dt$ est de 21.9 V/ns .....	126
Figure 5-27: Mesure de la longueur et largeur de la boucle de puissance. L'écart entre les deux couches est de 175 $\mu\text{m}$ .....	127
Figure 5-28: Profil de tension de la tension de grille lors de la commande de fermeture du HEMT.....	127
Figure 5-29: Temps de commutation minimum atteignables pour le prototype. Avec une inductance de piste plus basse que 0.5 nH, aucune différence de temps de commutation ne sera observée.....	129
Figure 5-30: Etapes de commutation de (a) à (e). L'image (f) représente la forme d'onde obtenue expérimentalement durant une commutation sous 50 V .....	130
Figure 5-31: Temps de coupure à la descente de la tension en fonction du courant de charge .....	131

---

Figure 5-32: Courbes lors de la coupure du HEMT du bas du bras de pont. (a) : forme d'onde maximale calculée (b) forme d'onde mesurée .....	132
Figure 5-33: Processus de calcul de la surtension lors de la fermeture d'un HEMT en bras de pont.....	133
Figure 5-34: Montage utilise pour la mesure de rendement de la cellule de commutation en tenant compte de l'échauffement des éléments de mesure de courant.....	134
Figure 5-35: Courbes de rendement de la boucle de commutation obtenues lors des tests du prototypes. Une mesure de température à la surface du composant était l'indicateur d'arrêt des essais. (a), courbe à 100 kHz avec bus dc de 50V (b), courbe à 250 kHz avec bus dc à 50V.	135
Figure 5-36: Rendement du prototype calculé .....	136
Figure A1-1: Modèle simplifié étudié.....	143
Figure A1-2: Première simplification .....	143
Figure A1-3: Simplification finale .....	144
Figure A1-4: Boucle fermée utilisée pour l'analyse de (A1-22).....	145

---

## LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 2-1: Comparaison des différentes performances entre technologies Si et GaN .....</i>	<i>22</i>
<i>Tableau 3-1: Comparaison de différents composants présentant les mêmes caractéristiques maximales avec la topologie 3D-2, <math>R_g=2</math> et <math>\eta=50\%</math>.....</i>	<i>47</i>
Tableau 4-1: Avantages et inconvénients de la topologie en U .....	74
Tableau 4-2: Avantages et inconvénients de la topologie 3D-1 .....	76
Tableau 4-3: Avantages et inconvénients de la topologie 3D-2 .....	78
Tableau 5-1: Relevé pratique du courant de charge et du temps de montée en régime permanent en mode Buck .....	128

## LISTE DES SYMBOLES

$\Omega$ (Ohm)	Symbole de l'unité de mesure de résistance
$\delta$ (m)	Epaisseur de peau d'un conducteur
$\tau$ (s)	Constante de temps électrique
$\eta$	Rendement énergétique
$\mu$ (F/m)	Permittivité d'un milieu
$\infty$	Infini
$\sigma$ (S/m)	Conductivité d'un matériau homogène
$\pi$	Nombre irrationnel pi
$\omega$ (rad/s)	Pulsation électrique
$f$ (Hz)	Fréquence électrique
$\gamma$	Coefficient pour la solution à l'équation d'Helmholtz

## LISTE DES ACRONYMES

Si	Silicium
GaN	Nitru de Gallium
SiC	Carbure de silicium
GaAs	Arséniure de gallium
AlGan	Nitru de d'aluminium-gallium
HEMT	High Electron Mobility Transistor
FET	Field Effect Transistor
MOSFET	Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
PCB	Printed Circuit board
FDM	Figure de mérite
2DEG	Two-dimensional electron gas
SW	Switch
DC	Direct current
EPC	Efficient Power Conversion
ESR	Equivalent Series Resistance
RC	Résistance condensateur
RCD	Résistance condensateur diode
$R_D$ ( $\Omega$ )	Résistance de drain
$e$ (m)	Ecart entre les pistes pour les topologies 3D-1 et 3D-2
$h$ (m)	Epaisseur des pistes pour les topologies 3D-1 et 3D-2
$w$ (m)	Largeur des pistes pour les topologies 3D-1 et 3D-2
$l$ (m)	Longueur des pistes pour les topologies 3D-1 et 3D-2
$C_{snub}$ (F)	Condensateur de <i>snubber</i>
$R_{snub}$ ( $\Omega$ )	Résistance de <i>snubber</i>
$C_{oss}$ (F)	Condensateur de sortie d'un FET
$L_{pcb}$ (H)	Inductance de pistes
$R_{pcb}$ ( $\Omega$ )	Résistance de pistes
$R_Q$ ( $\Omega$ )	Résistance à l'état passant d'un HEMT

---

$Q_{gd}$ (C)	Quantité de charges grille-drain
$C_{gd}$ (F)	Capacité grille-drain
$C_{ds}$ (F)	Capacité drain-source
$R_D$ ( $\Omega$ )	Résistance de drain
$R_S$ ( $\Omega$ )	Résistance de source
$R_G$ ( $\Omega$ )	Résistance de grille
$C_{GS}$ (F)	Capacité grille-source
$v_{ds}$ (V)	Tension drain-source
$K_{util}$	Figure de mérite sur l'utilisation du potentiel en puissance d'un transistor
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	Densité de courant
$H$ (A/m)	Champ magnétique
$Q_{1,2}$ (C)	Transistor de puissance
$R_p$ ( $\Omega$ )	Résistance série au primaire d'un transformateur
$L_p$ (H)	Inductance de fuite du primaire d'un transformateur
$R_e$ ( $\Omega$ )	Résistance de pertes fer d'un transformateur
$L_e$ (H)	Inductance de magnétisation au primaire d'un transformateur
$C_w$ (F)	Capacité inter spires primaire-secondaire d'un transformateur
$N_p$	Nombre de tours au primaire d'un transformateur
$N_s$	Nombre de tours au secondaire d'un transformateur
$L_s$ (H)	Inductance de fuite en secondaire d'un transformateur
$R_s$ ( $\Omega$ )	Résistance série au secondaire d'un transformateur
$C_s$ (F)	Capacité inter spires au secondaire d'un transformateur
$C_y$ (F)	Condensateur pour améliorer la compatibilité électromagnétique
$C_p$ (F)	Capacité inter spires au primaire d'un transformateur



---

# Chapitre 1 INTRODUCTION

## 1.1. Mise en contexte

Depuis toujours, l'homme s'est fabriqué des outils afin d'améliorer son mode de vie. La révolution industrielle du XIXème siècle a vu se développer des outils basés sur l'énergie électrique. Avec la conception du premier moteur électrique en 1832 est ensuite apparu le besoin de moduler l'énergie électrique. D'autre part, les méthodes de production et de consommation modernes d'énergie électrique imposent des tensions et formes d'ondes différentes. Ainsi, la génération d'une énergie à un lieu différent de son utilisation, son transport ainsi que son contrôle deviennent des enjeux importants. Une réponse à ces besoins est l'utilisation de convertisseurs de puissance, qui permettent de maîtriser les niveaux d'énergie électrique utilisée pour la faire correspondre à la demande que cela soit en forme d'onde (continu, alternatif) ou niveaux de tension, courant.

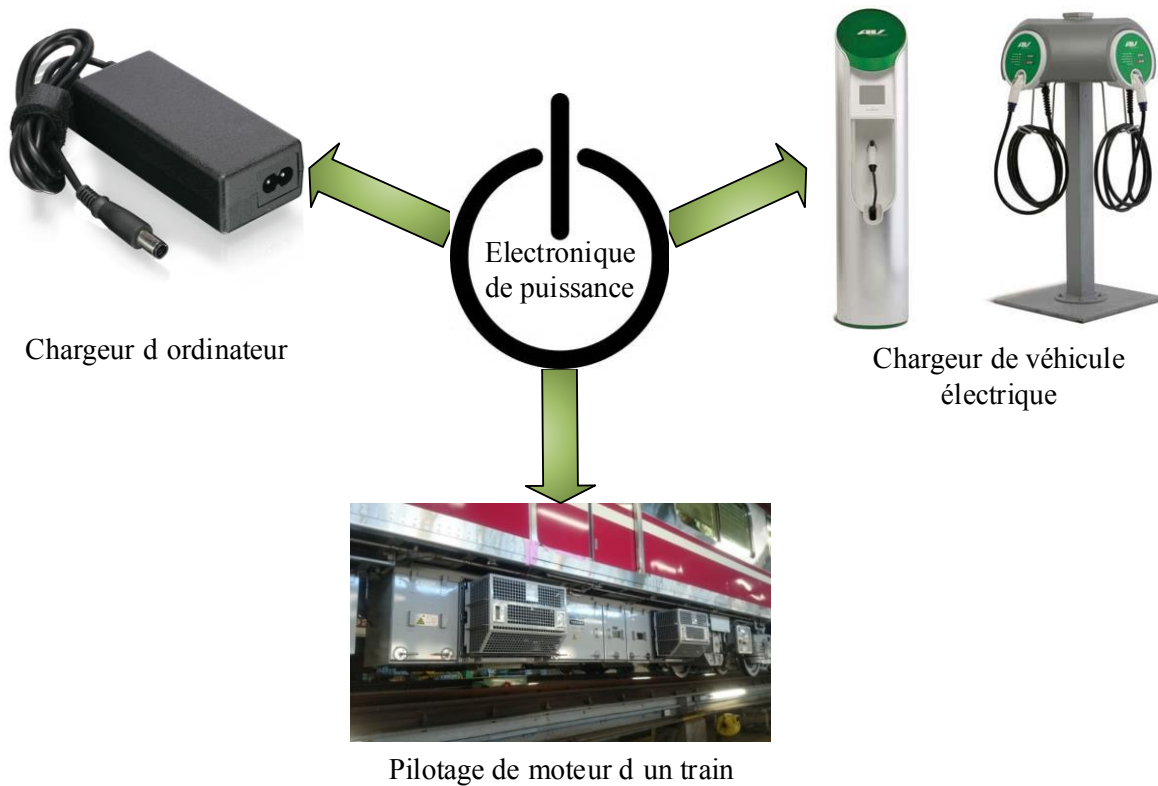
Le développement de ces techniques a abouti au développement des topologies ainsi que des composants passifs et actifs alimentant l'électronique de puissance. Les grandes étapes dans le développement des composants d'électronique de puissance moderne ont été :

- développement des diodes au Silicium (Si) 1919
- développement des transistors bipolaires (Figure 1-1) 1947 breveté par l'Américain Robert Noyce en 1959
- développement des thyristors 1956 par General Electric, précédemment imaginés par William Shockley en 1950
- développement des transistors MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) 1960, sa conception théorique date de 1920 par Julius Edgar Lilienfeld qui en détenait le brevet
- développement des IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), breveté en 1982 par Hans W. Beck et Carl F. Wheatley, Jr
- avènement des semi-conducteurs à large bande interdite
  - Carbure de Silicium (SiC) 2000
  - Nitrure de Gallium (GaN) 2010



*Figure 1-1 : Reproduction du premier prototype de transistor bipolaire testé (domaine public)*

Avec l'amélioration des composants et des techniques de contrôle de l'énergie électrique, l'électricité est devenue plus simple à utiliser et à intégrer au quotidien, passant ainsi de la sphère industrielle à la sphère des particuliers. Cette volonté d'intégrer cette forme d'énergie est toujours d'actualité et atteint un nombre grandissant de secteurs, comme celui du domaine médical ou encore celui des véhicules électriques, comme illustré à la Figure 1-2. Ces domaines ont des besoins spécifiques, que ce soit en encombrement, en rendement ou en coût. Chaque application possède également des besoins qui lui sont propres ainsi que d'autres que l'on peut retrouver en commun entre la plupart des conceptions. Parmi ceux-ci, on peut noter la nécessité de réduction de la taille pour les milieux à espace restreint (véhiculaire, spatial). Il y a également l'augmentation du rendement pour éviter de trop forts échauffements. Enfin, la baisse des coûts pour les produits grands publics.



*Figure 1-2 : Exemples d'application de l'électronique de puissance*

Ces besoins ont poussé la recherche dans le domaine des semi-conducteurs vers toujours plus de performances et à repousser les limites des composants. Les évolutions successives ont eu lieu avec l'utilisation du silicium comme matériau pour la fabrication d'interrupteurs de puissance pouvant soit laisser passer ou bloquer le courant électrique. Aujourd'hui, cette technologie atteint sa limite en termes d'amélioration de densité de puissance et de vitesse de commutation. Au même moment, le besoin d'électrification est de plus en plus grand, en particulier dans les véhicules afin de pouvoir continuer à profiter de transports avec un confort accru et une pollution réduite.

Notre cas d'étude se situe à un moment clef du développement des semi-conducteurs où comme cela est visible Figure 1-3, le Si a maintenant atteint sa limite physique, laissant une faible marge à la réduction des pertes. Les améliorations sur le matériau et le packaging sont devenues plus difficiles. Leurs performances en tension, courant et temps de commutation ne sont alors plus améliorées. La commutation de puissance de MOSFET Si à une fréquence de 1 MHz n'est

actuellement pas démontrée faisable. C'est à ce moment que les matériaux à large bande interdite deviennent d'un grand intérêt.

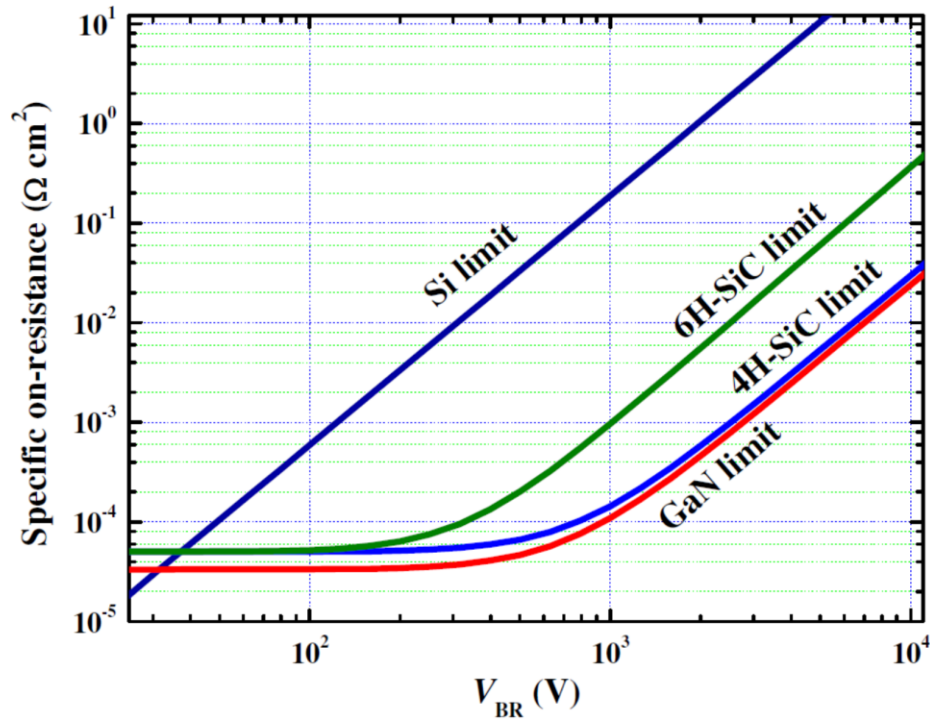


Figure 1-3 : Limite Resistance vs tension des différents matériaux Si, SiC et GaN [1]

D'abord développés pour une utilisation tirant profit de leur rapidité dans les télécommunications, leur technologie a pu par la suite être adaptée à de plus fortes puissances. Leurs promesses de performances sont grandes et le savoir-faire de fabrication accumulé jusqu'à présent permet de fabriquer des composants performants et devenant de mieux en mieux maîtrisés. C'est ainsi que le SiC et le GaN ont fait leur entrée dans l'électronique de puissance avec de nombreux articles traitant de la conversion de puissance à des fréquences de l'ordre du MHz ou plus [2]. Chacun de ces matériaux présente des propriétés différentes conduisant à des composants aux performances différentes. Ils présentent aussi le point commun de leur large bande interdite et d'une tenue à un champs électrique plus élevée qu'avec le Si. Cela permet d'obtenir des composants à la fois plus petits et rapides pouvant supporter un échauffement plus important. Comme présenté à la Figure 1-4, ces composants viennent concurrencer la technologie Si. Cette concurrence a lieu pour différentes gammes de puissance et fréquence, un

domaine d'application est commun aux deux technologies et stimule la recherche pour le SiC et le GaN afin qu'une technologie démontre sa supériorité.

Ainsi l'objectif est de créer des composants ayant un comportement analogue à ceux de MOSFETs traditionnels, donc bloqués au repos et commandés en tension, tout en ayant de meilleures performances en termes de rendement et rapidité de fonctionnement.

Cependant toute nouvelle technologie émergente nécessite du temps avant de pouvoir être maîtrisée et utilisée. Il devient alors nécessaire d'aborder plusieurs phases dans le développement de cette technologie. La première est la recherche sur le matériau lui-même, comment l'utiliser, comment tirer le meilleur parti de ces caractéristiques. Vient ensuite la phase de création des interrupteurs de puissance où différentes méthodes sont testées. Ces composants doivent ensuite être utilisés dans des circuits de conversion afin de vérifier leur comportement et performances (vitesse, pertes...). C'est dans ce dernier cas qu'intervient le travail présenté ici.

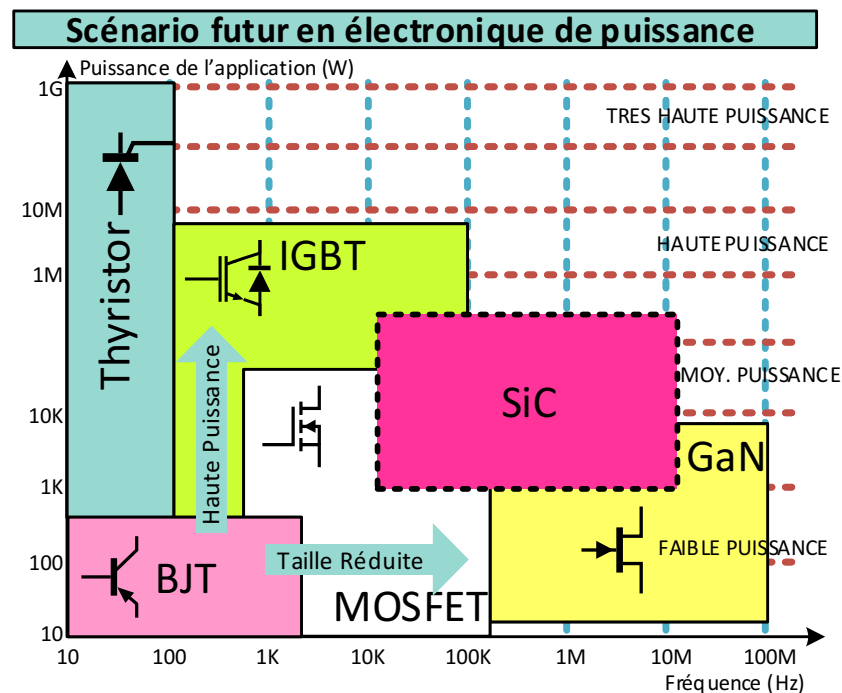
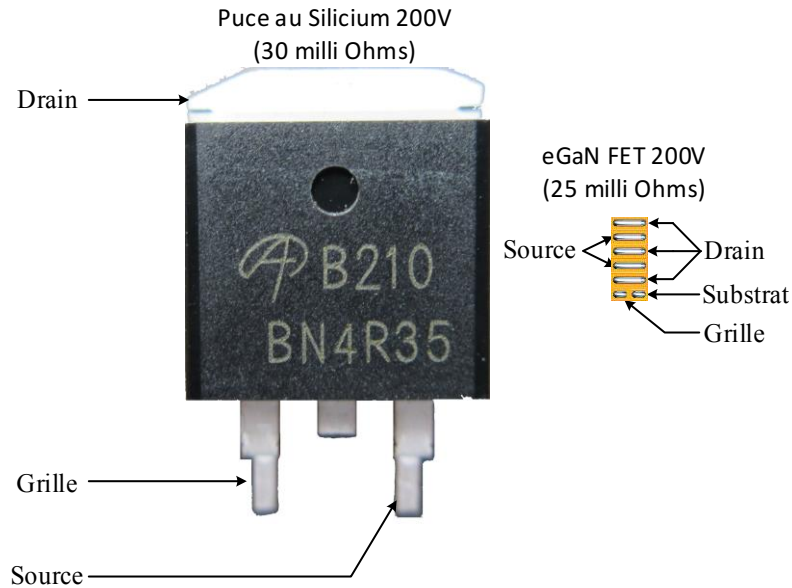


Figure 1-4 : Application de la technologie à large bande interdite par rapport à la technologie Silicium (traduit en français, crédits à Infineon®)

La recherche présentée ici vise l'utilisation de composants à base de GaN dans des convertisseurs de puissance afin de valider leurs faibles pertes (temps de transition courts et résistance passante faible). Il est également nécessaire d'étudier en les phénomènes inductifs, capacitifs et résistifs du circuit de puissance qui interviennent de façon importante dans les résultats finaux. Une part importante de ces phénomènes est associable à la taille des composants et l'impact de la technologie GaN comparativement aux composants Si doit être étudié. La taille réduite illustrée à la Figure 1-5 permet d'expliquer une partie des bonnes performances obtenues tout en remettant en cause des aspects qui étaient jusque-là considérés comme acquis. Le résultat atteignable dans le travail présenté ici doit tout de même faire l'objet de prudence en fonction du milieu d'utilisation et des normes à respecter. Ces deux points peuvent atténuer ou accentuer le gain attendu.

La haute fréquence des signaux produits associée aux petites dimensions du composant de puissance HEMT rendent la méthode de placement des composants et de conception de PCB extrêmement importante. Ainsi, les performances du composant doivent être associées à la manière dont celui-ci est utilisé et relié aux autres éléments de puissance du circuit. Bien que ce phénomène ait toujours existé, il est ici accentué au point où d'anciens circuits fonctionnels deviennent inutilisables si l'interrupteur de puissance est changé depuis un composant Si à un composant GaN sans adapter le circuit. Les  $dv/dt$  et  $di/dt$  élevés sont responsables de la circulation de courants et de l'apparition de tensions non désirés à différents endroits du convertisseur de puissance. Cela est dû à des phénomènes capacitifs et inductifs prenant une importance considérable en lien avec ces temps de transitions très courts.



*Figure 1-5 : Comparaison entre un MOSFET en boîtier D2PAK standard et un HEMT (High Electron Mobility Transistor) EPC2010c 200V 12A 20x plus petit (traduit en français, crédit à [www.epc-com.com](http://www.epc-com.com))*

## 1.2. Problématique et objectifs

Le sujet de thèse se positionne à un moment où une nouvelle technologie commence à pénétrer le milieu industriel. Cette adoption de la technologie HEMT montre une maturité dans les techniques de fabrication. Cependant, les techniques d'utilisation doivent encore être étudiées et améliorées. Les composants GaN permettent, comme ses concurrents, de moduler l'énergie électrique par le biais de la commutation. Le présent travail se penche sur la commutation dure, très répandue. Le HEMT, tout comme le MOSFET ou l'IGBT opère à l'aide d'une commande électrique en tension de faible puissance permettant d'interrompre la circulation du courant, mais avec des temps très courts. La technologie Si actuelle permet des commutations de l'ordre de la dizaine de nanosecondes. L'amélioration apportée par le GaN permet des commutations de l'ordre de la nanoseconde. Ces temps de transition associés à des composants aux caractéristiques imparfaites transportant un courant de plusieurs dizaines d'ampères présentent un défi.

De nombreux tests ont permis de valider soit des temps de transition très courts permettant une haute fréquence de fonctionnement [3][4][2], soit des transports de puissance importante [5][6].

La combinaison des deux n'est encore que très peu présente dans la littérature [7] et présente un sujet d'étude intéressant. Le travail présenté vise à comprendre sous quelles conditions puissance et haute fréquence peuvent coexister. Le principal défi associé à une telle combinaison est la surtension au blocage tributaire des inductances parasites présentes dans le circuit imprimé et dans les composants utiles au bon fonctionnement d'un convertisseur de puissance. Pour étudier cet aspect, des modèles doivent être développés, permettant de mieux comprendre quelles sont les différentes étapes amenant à une cohabitation de ces deux paramètres.

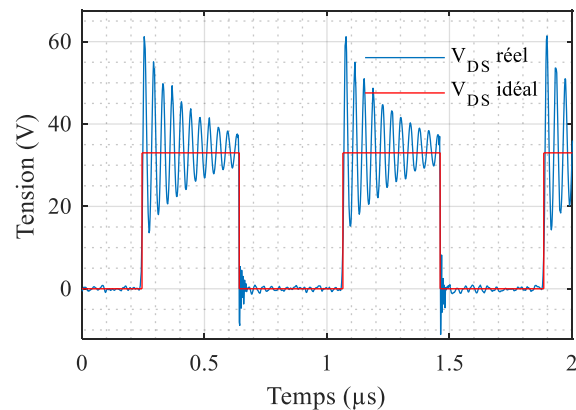
Cette thèse présente en quoi les performances du GaN sont plus grandes que celle du Si, puis. Par la suite les études sont menées sur la prédiction des surtensions dans le découpage dit « dur » et l'optimisation et le calcul des inductances de la boucle de puissance. Ces études théoriques seront validées par simulation et tests de laboratoires.

### **Le défi de la prédiction et diminution de la surtension de découpage**

La surtension apparaissant lors d'un découpage rapide peut être due à plusieurs critères, inductances et capacités parasites sur le trajet du courant de puissance. Un couplage commande-puissance peut alors ajouter cet effet indésirable sur la commande électrique, provoquant alors une amplification du phénomène. La tension maximale admissible par le composant étant limitée, une surtension oblige à abaisser le niveau nominal qui peut être utilisé pour la conversion et amène donc à une utilisation du composant en deçà de son potentiel maximum comme présenté à la Figure 1-6.

Il existe de nombreuses publications et documents techniques sur ce phénomène, identifiant la source du problème ainsi que des moyens pour l'éviter ou mettre en place des moyens correctifs. Il reste encore beaucoup d'études à faire afin d'améliorer la compréhension de l'influence des paramètres internes du PCB et du composant de puissance sur la surtension. Les méthodes usuelles de modélisation des éléments indésirables reposent principalement sur de la simulation. Les modèles de composant permettant de reproduire les surtensions reposent sur des équations complexes où des paramètres provenant des étapes de fabrication peuvent être nécessaires. Ainsi, il n'est pas aisé de trouver les informations utiles à la compréhension et à la confection d'un onduleur sans avoir recours à des méthodes et outils spécialisés.





*Figure 1-6 Test du composant TPH3202PD avec un design non optimisé et un temps de montée rapide, commutant 1 A sous 30 V*

Des défis physiques existent également, la taille des connexions de puissance de certains HEMT étant de 200  $\mu\text{m}$ , avec un espace d'également 200  $\mu\text{m}$ , la création physique des convertisseurs est une tâche non triviale. La moindre erreur d'alignement provoquant un court-circuit, un apprentissage ou le recours à des services spécialisés sont nécessaires.

Dans cette thèse, des démonstrations analytiques sont développées, permettant la mise au point de formules assurant l'estimation des différents paramètres inductifs et résistifs pouvant être utilisés pour juger de la qualité d'un design comparativement à un autre.

Les points énoncés précédemment permettent de formuler la problématique suivante :

**Pour la commutation d'un HEMT, est-il possible de commuter en 1 ns ? Comment concevoir un circuit réunissant les conditions optimales pour maximiser la puissance pouvant être transitée dans un HEMT donné ?**

L'objectif principal de la thèse sera de trouver par quel moyen un HEMT peut être utilisé de manière à lui permettre d'avoir des temps de transition les plus courts possible en limitant et prévoyant la surtension produite aux bornes du composant. Le résultat attendu est de dégager un design permettant de minimiser et de prévoir les différents aspects imparfaits d'une commutation de puissance. Cela permettra d'utiliser la technologie GaN à son potentiel maximal et de statuer si oui ou non la conversion de puissance avec des temps de transition de 1 ns est possible. Un indicateur sur la puissance transitée divisée par la puissance nominale du

composant  $K_{util}$  sera utilisé comme critère d'évaluation à différentes fréquences de fonctionnement. Cet indicateur lie au  $dv/dt$ ,  $di/dt$  et aux pertes permettra de déterminer si les forts courants affichés par les constructeurs sont réalistes. Ce travail permettra également de trouver de nouvelles voies d'amélioration et d'application pour de futures recherches.

### 1.3. Méthodologie

La méthodologie suivie consistera à tester une commutation de HEMTs dans un design qui n'est pas encore optimal et de comprendre quels sont les paramètres limitant la commutation de puissance. Par la suite, ces paramètres seront étudiés d'abord avec des outils numériques puis par le biais de développements analytiques et, selon le cas, soit optimisés soit anticipés. Ce travail permet de constituer un point de départ du travail avec des résultats sans optimisation et de mettre en évidence pourquoi cette technologie n'est pas triviale à utiliser. Il permet aussi d'identifier les besoins de modélisation, conception et les points où une action de design permet une amélioration.

Outre le composant de puissance, les éléments principaux du convertisseur comme les drivers de grille ou les éléments passifs feront l'objet d'une attention particulière. Les paramètres permettant de statuer sur une possible utilisation avec la technologie HEMT seront identifiés.

Finalement cet ensemble sera utilisé dans un démonstrateur final qui permettra de répondre à la problématique et pourra être réutilisé pour des tests et essais futurs.

### 1.4. Contributions originales

La réponse à la problématique va permettre de dégager des contributions originales au domaine de l'électronique de puissance

#### **Estimation analytique des paramètres indésirables de la boucle de puissance optimale**

L'étude présente différentes topologies pour la création d'une boucle de puissance. Cette boucle est un élément de base de nombreux convertisseurs, comprenant un bras de pont (2 transistors en série) ainsi que le condensateur de découplage d'entrée. Plusieurs critères de choix interviennent pour les départager. Les paramètres inductifs et résistifs jouent un rôle primordial

pour la présente thèse et seront donc utilisés comme critères pour départager les différents designs. Afin d'obtenir rapidement la valeur d'inductance et de résistance d'un design sans avoir à recourir à des logiciels de simulation numérique, le champ magnétique et l'inductance de la boucle de commutation seront mis en équation. Cette mise en équation permet alors d'économiser du temps humain et machine. Ce travail vise à comprendre comment est généré le champ magnétique et son influence sur l'inductance de piste. Afin de rendre ce travail complet, l'étude des effets de peau et de proximité sont également étudiés. Cette étude a deux impacts, le premier est de valider les simplifications qui sont prises dans le calcul d'inductance. Le deuxième est de mettre en évidence l'épaisseur de cuivre nécessaire pour qu'à la fréquence de fonctionnement toute l'épaisseur du cuivre soit utilisée et ainsi connaître le design optimal.

### **Modélisation de la surtension**

Tout courant circulant dans une inductance et interrompu rapidement provoque une tension aux bornes de celle-ci. Ce principe de base est également à l'œuvre lors de la commutation de puissance. Le processus menant à la forme d'onde de la commutation est cependant plus compliqué et nécessite d'être étudié en détail. De nombreux modèles existent dans la littérature, mais peu sont basés sur un système linéaire ou permettent de connaître la surtension de commutation a priori, sans faire de simulation numérique. De plus, la plupart des modèles font appel à des logiciels spécialisés pour être utilisés. L'intérêt de ce travail est de fournir un modèle permettant de modéliser la surtension dépendamment des paramètres des composants et du circuit imprimé. Il permet également de fournir les limitations en temps de montée en fonction des paramètres de la boucle de puissance. Il est basé sur des équations de fonctionnement linéaires qui sont suffisantes dans le domaine étudié.

### **Système de réduction de surtensions**

La surtension est provoquée par un échange de charges électriques entre une inductance et un condensateur. Dévier une partie de cette charge à l'aide d'un « *snubber* »<sup>1</sup> permet d'abaisser la surtension et de réduire le phénomène oscillatoire l'accompagnant. Bien que largement connue, cette méthode est pour le moment principalement empirique. Un effort est ici fait pour prouver

---

<sup>1</sup> La terminologie anglo-saxonne « *snubber* » sera utilisée dans cette thèse pour désigner ce qu'il est convenu d'appeler un circuit d'aide à la commutation en français

qu'il est possible de trouver des paramètres optimaux pour les composants d'un tel système en se basant sur des critères précis et montrer son effet sur des composants HEMT. Cette contribution permet de donner à une technique déjà utilisée une méthodologie précise, justifiée et des résultats connus à l'avance.

### **Démonstration de la possibilité de commutation de plusieurs dizaines d'ampères à 1 MHz**

La commutation dure de MOSFET de puissance de l'ordre du MHz n'est pas chose courante dans la littérature avec un exemple trouvé [8]. Ce papier utilise un bras de MOSFET radiofréquence (le ARF475FL) pour le convertisseur de puissance.

Ce composant coûte 140 \$CAD ce qui le rend extrêmement onéreux comparativement au HEMT présentant les mêmes performances, le GS66504B, possède un coût de revient de 15 \$CAD.

Commuter à 1 MHz voire plus permet de continuer la miniaturisation de l'électronique de puissance moderne tout en mettant en avant les performances des composants au GaN. La commutation à cette fréquence permet de démontrer bien plus qu'une commutation rapide. Pour réussir une telle performance, les pertes doivent rester basses, l'électronique de commande doit être capable de gérer une telle fréquence et de si grandes variations de tension et dernièrement, le circuit imprimé doit présenter des paramètres internes identifiés et permettant de telles performances. Ainsi, une commutation à 1 MHz montre qu'il est possible de soit miniaturiser la cellule de puissance, soit d'obtenir un meilleur rendement à des fréquences plus faibles. Cette fréquence de commutation montre également que la technologie est mature et enfin que le procédé de conception de l'électronique est adapté pour permettre des temps de commutation assez courts pour de telles performances.

## **1.5. Plan du document**

Le document est divisé en cinq chapitres principaux. Le prochain chapitre traite du principe de commutation et plus particulièrement du concept de boucle de commutation. Le but est de montrer comment l'optimisation de cette boucle est bénéfique à plusieurs structures de conversion. Il y sera également question de la commutation dure et de pourquoi des temps de commutation les plus courts possibles en commutation dure sont souhaitables pour réduire la taille de la cellule de commutation et en limiter les pertes. Les moyens pour y parvenir y sont

---

également présentés. Le troisième chapitre présente les modèles de commutation de HEMTs, la littérature est présentée et appliquée à notre cas. Un modèle analytique permettant de modéliser la surtension lors de la commutation est développé et permet de montrer qu'il est possible de considérer le transistor comme un ensemble d'éléments linéaires. Une comparaison avec l'expérimental vient appuyer ce travail. Le quatrième chapitre traite de l'agencement des pistes de cuivre et composants de la boucle de puissance sur un circuit imprimé. Différentes topologies y sont présentées et étudiées. Celle présentant des caractéristiques optimales pour le travail présenté ici sera étudiée de manière analytique. Cette expression analytique est par la suite comparée à une méthode d'approximation classique et une nouvelle méthode d'approximation plus proche de la réalité est proposée. Le dernier chapitre présente les résultats expérimentaux et leurs analyses. Ce dernier chapitre permet de statuer sur la validité des différentes parties. Les expériences sont présentées par ordre chronologique, intégrant à chaque fois plus de méthodes et techniques développées dans la présente thèse. Le prototype final permet de statuer sur la capacité en courant à 1 MHz tout en validant les développements mathématiques effectués dans cette thèse. Le tout est clôturé par une conclusion qui revient sur les différentes étapes ainsi que sur les résultats obtenus. Elle permet de revoir les travaux, leur but ainsi que le résultat obtenu. Enfin, la conclusion propose des améliorations qu'il faut encore mettre en place afin de pouvoir augmenter le courant transporté par le composant ou pour son utilisation dans d'autres types de convertisseurs où ses propriétés en font un composant choix.

## Chapitre 2                    COMMUTATION ET MATÉRIAUX SEMI-CONDUCTEURS EN ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE : ÉTAT DE L'ART

Cette thèse porte sur l'utilisation de la relativement nouvelle technologie GaN, dans le domaine de l'électronique de puissance. La commutation est le principal moyen moderne de faire transiter de la puissance entre une source et une charge. La justification de l'étude sur une partie précise de la structure d'un convertisseur est présentée ici, ainsi que l'intérêt de la technologie grand gap et son avantage comparativement à la technologie silicium.

### 2.1. Le principe de conversion de puissance

Le principe de conversion de puissance renvoie au besoin de moduler la puissance électrique pour lui donner les propriétés souhaitées (tension, fréquence, contenu harmonique, etc...). C'est ainsi que de nombreux types de conversion existent, continu/continu, alternatif/continu, continu/alternatif et alternatif/alternatif. Pour remplir ces objectifs, des éléments permettant de stocker ou de stopper le flux d'énergie électrique sont utilisés. Les composants de stockage ont deux rôles, l'un est de permettre des vitesses de croissance de courant et tension maîtrisées. L'autre étant de servir de source d'énergie pour la charge quand le flux d'énergie provenant de la source est interrompu, permettant ainsi un lissage (filtrage) du flux d'énergie, le rendant continu. Ces éléments forment alors un convertisseur de puissance comme présenté à la Figure 2-1.

L'action de découpage est un moyen utilisé pour moduler l'énergie passant de la source à la charge. Cette partie repose sur le fait que pour adapter les niveaux de tension ou courant entre source et charge, des « paquets » d'énergie sont envoyés depuis la source vers la charge. Cela permet d'adapter l'impédance visible depuis la source.

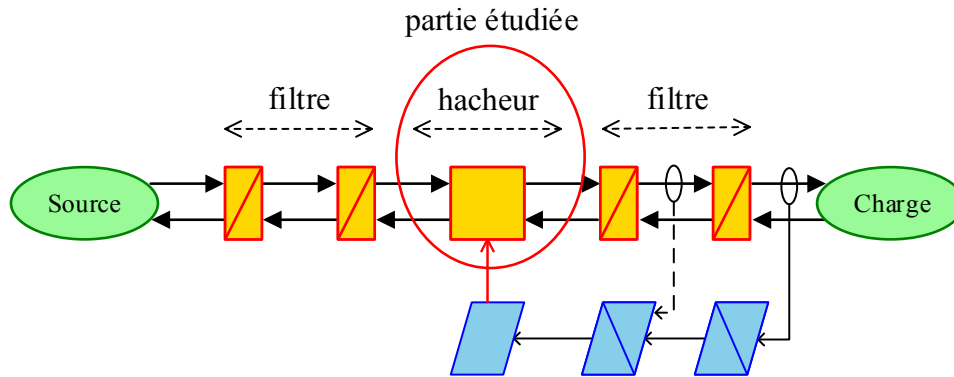
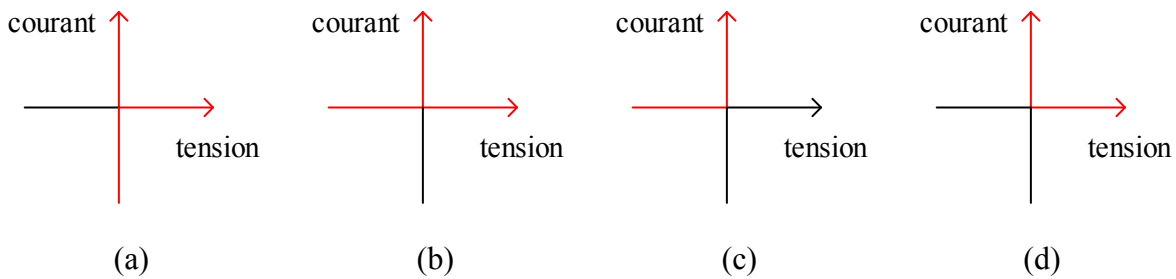


Figure 2-1 : Représentation EMR (Energetic Macroscopic Representation)[9] générique d'un convertisseur de puissance avec les principales parties de filtrage/découpage

## 2.2. Commutation en électronique de puissance

Le principe de commutation en électronique de puissance consiste à maîtriser un flux d'énergie circulant dans le circuit et diriger celui-ci vers un élément de stockage ou vers la charge, à l'aide de transistors. Deux types de commutation existent, la commutation « douce » [10][11] et la commutation « dure » [12]. Ces deux termes font référence aux conditions de commutation, dans le premier cas, la tension ou le courant aux bornes du composant sont nuls, permettant des pertes minimales, tandis que dans le second cas, ce n'est pas le cas, engendrant plus de pertes. Bien que la commutation douce paraisse avantageuse, elle est techniquement plus compliquée. Il faut introduire un réservoir d'énergie permettant une oscillation de tension et courant, oscillation qui a pour but d'annuler l'une ou l'autre variable durant la commutation. Cette complexité accrue explique pourquoi la commutation dure est plus largement utilisée. Cette tendance explique pourquoi l'étude porte sur ce type d'utilisation.

Pour répondre au besoin de commutation, l'électronique de puissance fait appel à des interrupteurs de puissance. Ils peuvent être représentés selon leurs caractéristiques de conduction/blocage comme montré à la Figure 2-2.



- (a) : le courant peut circuler dans les deux sens, mais seule une tension positive peut être bloquée. Exemple : Metal Oxide Field Effect Transistor (MOSFET).
- (b) : la tension peut être bloquée positivement ou négativement, mais le courant ne peut circuler que positivement dans le composant. Exemple : le thyristor.
- (c) : la tension ne peut être que négative et le courant positif. Exemple : diode.
- (d) : la tension ne peut être que positive et le courant positif. Exemple : transistor bipolaire.

*Figure 2-2: Caractéristiques tension/courant des composants de puissance les plus courants.*

## 2.3. Les semi-conducteurs

### a. Les composants à large bande interdite

On parle de matériaux à large bande interdite lorsque le niveau d'énergie à combler est supérieur à 2 eV. Dans le cas du GaN et du SiC, cette propriété s'accompagne d'autres propriétés meilleures que le Si permettant la fabrication de composants particulièrement bien adaptés pour la conversion de puissance. Comme montré à la Figure 2-3, il est possible d'atteindre, avec le SiC et le GaN une température de fonctionnement plus haute, accompagnée d'un faible temps de commutation ainsi que d'un fort champ de claquage. Il apparaît alors que les matériaux SiC et GaN sont de sérieux concurrents à la technologie Si pour la conversion de puissance, car plus rapides et plus robustes en tension de claquage.

Le travail présenté ici s'intéresse au GaN car sa fabrication sur substrat au Si permet de faire baisser le coût de fabrication comme le montre la Figure 2-4. Une baisse du coût de GaN sur



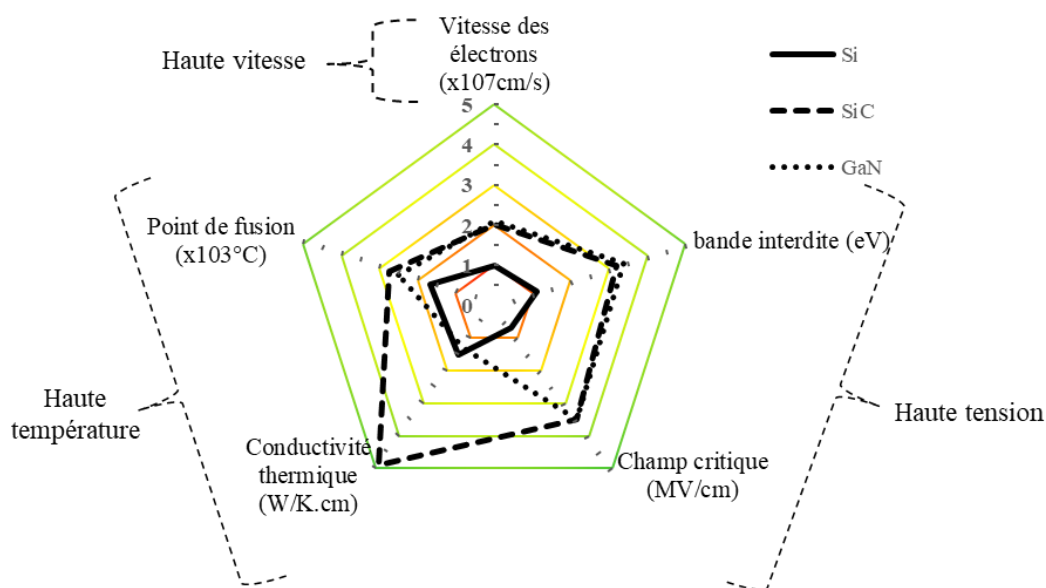


Figure 2-3: Principales propriétés des matériaux et leur effet sur le semi-conducteur produit

substrat GaN de l'ordre de 60 % est prévue d'ici 2020, permettant des composants avec des tenues en tension excédant le SiC et sans les défauts qu'entraîne l'utilisation de substrat Si.

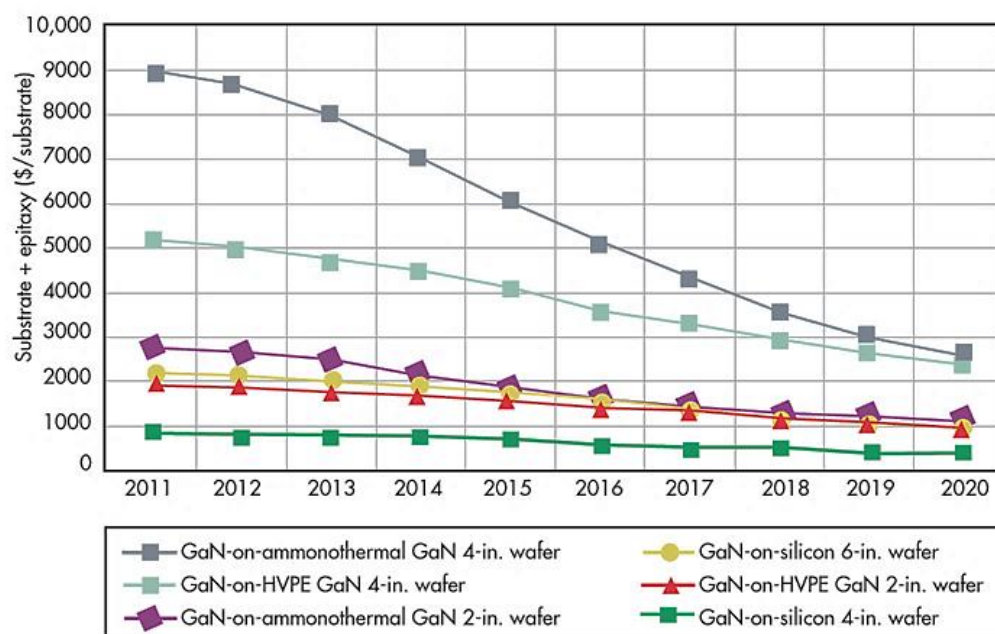


Figure 2-4: Coût de revient d'un wafer de GaN selon le type de substrat utilisé (source : Lux Research)

## b. Le nitrure de gallium

Le nitrure de gallium est la technologie qui motive le travail présenté ici, car son développement est plus récent que le Si ou le SiC [13] et, des études sont encore nécessaires afin de l'utiliser dans un convertisseur de puissance en appliquant des règles adaptées. De plus, sa structure interne ainsi que les nouveaux boîtiers utilisés demandent une adaptation lors de la conception du convertisseur. Cette adaptation doit être étudiée et son impact quantifié, les performances obtenues permettent de démontrer l'utilité d'un tel composant pour répondre à un besoin réel.

Utiliser le GaN comme substrat pour la fabrication de semi-conducteurs est encore en cours de recherche et reste pour le moment très onéreux. Il est alors possible de le remplacer par un autre matériau plus économe comme le SiC, le Si ou l'arséniure de gallium (GaAs). La structure du semi-conducteur obtenu est alors latérale comme illustré à la Figure 2-5.

Cette structure permet de faire apparaître un 2DEG (2 Dimensionnal Electron Gas) : couche électriquement très conductrice. Ce canal de conduction est créé par l'interactio

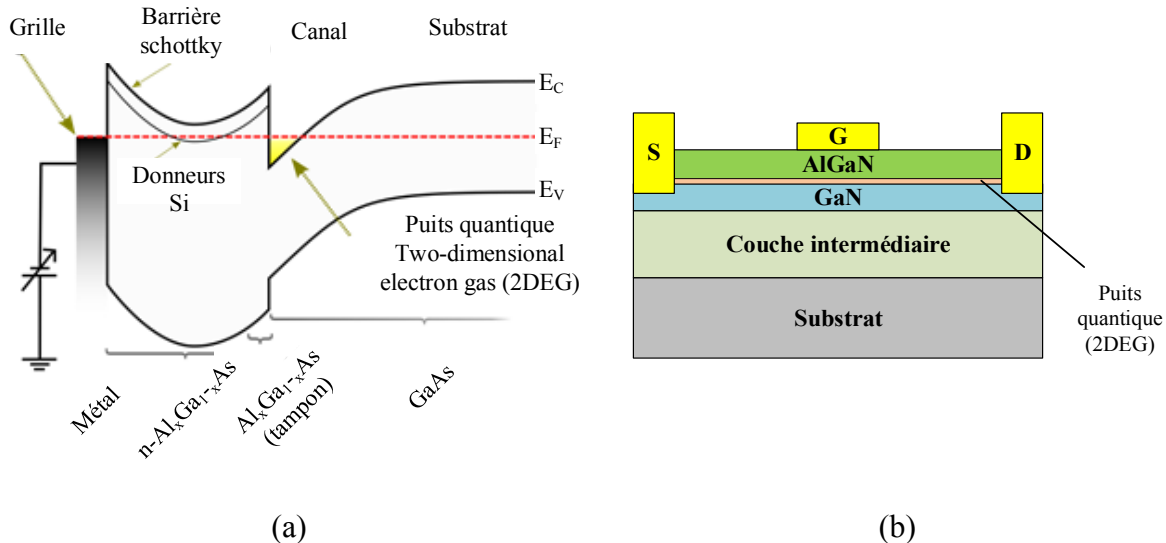
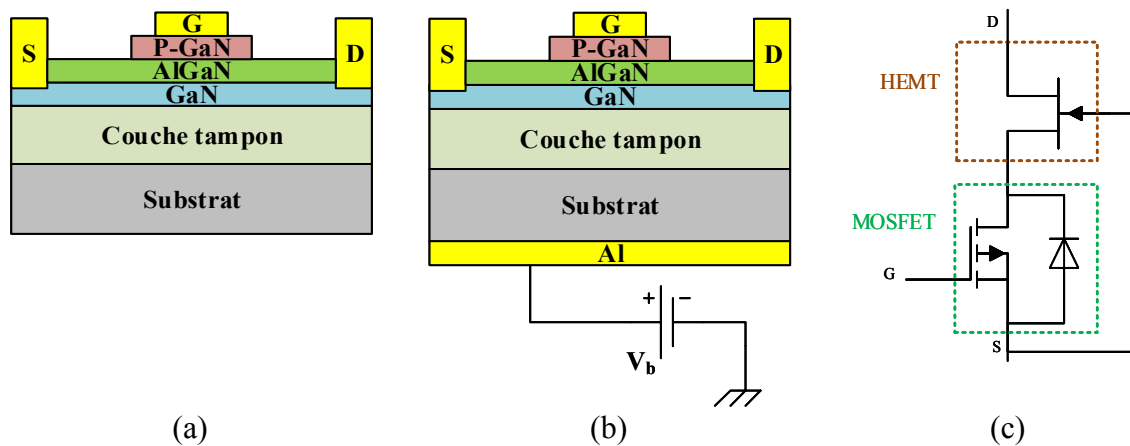


Figure 2-5: Constitution de base d'un interrupteur HEMT. La structure est horizontale. (a) état des bandes de conceptions à l'hétérojonction (b) structure physique de base d'un HEMT

n des matériaux AlGaN et GaN, qui possèdent chacun des bandes interdites différentes. Ils vont se contraindre mutuellement en alignant leurs niveaux de Fermi faisant apparaître un puits quantique dans lequel les électrons passants de la couche AlGaN vers la couche GaN sont piégés. Ce puits permet alors la création d'un canal de conduction [14] [15]. Un composant de ce type est conducteur au repos. Cet état peu souhaitable en électronique de puissance peut être modifié à l'aide de plusieurs techniques.

Les techniques permettant d'obtenir un composant ouvert au repos sont visibles à la Figure 2-6. Bien qu'efficaces elles peuvent conduire à une résistance à l'état passant plus élevée que pour un composant passant au repos, cela est dû au canal de circulation du courant où les propriétés ont été modifiées [16]. La résistance interne augmente donc, tel que figuré à la Figure 2-7 (a) et sa capacité en courant se trouve diminuée comme le montrent les courbes de la Figure 2-7 (b).



- (a) Désertion des charges par ajout d'une couche dopée négativement au niveau de la grille, on parle alors de e-GaN (enhanced GaN) [17];
- (b) Désertion des charges par ajout d'un potentiel au niveau du substrat en plus de la technique e-GaN [18];
- (c) Utilisation d'une structure mixte Cascode où sont mis en série un HEMT passant et un MOSFET silicium bloqué au repos faible tension [19] [20].

Figure 2-6: Méthodes pour rendre un HEMT bloqué à l'état de repos

L'unité utilisée à la Figure 2-7 est une unité normalisée par rapport au développement du composant. Elle permet de normaliser la mesure et donne des valeurs qui peuvent être utilisées pour comparer différents composants possédant des dimensions ainsi que des tensions en courant ou tension différentes.

Le substrat est choisi en fonction de plusieurs propriétés différentes, les principales sont le coût et la compatibilité avec la structure cristalline du GaN. Le critère de compatibilité repose sur deux aspects principaux :

- la constante de maillage, qui définit la taille des mailles que la forme cristalline du matériau possède ;
- le coefficient d'expansion thermique qui définit comment le matériau va se dilater avec la chaleur, lors de la fabrication ou de son utilisation.

Ces différents facteurs illustrés à la Figure 2-8 rendent la fabrication elle-même difficile, car des défauts peuvent se produire. La constante de maillage définit la taille des mailles des cristaux de Si et GaN. Si les tailles sont trop différentes, un stress apparaît et une rupture peut apparaître [21] [22].

Le coefficient d'expansion thermique est lié à la dilatation du matériau avec la chaleur. Si ceux des matériaux à utiliser ensemble sont trop différents, un stress apparaît lorsque la température

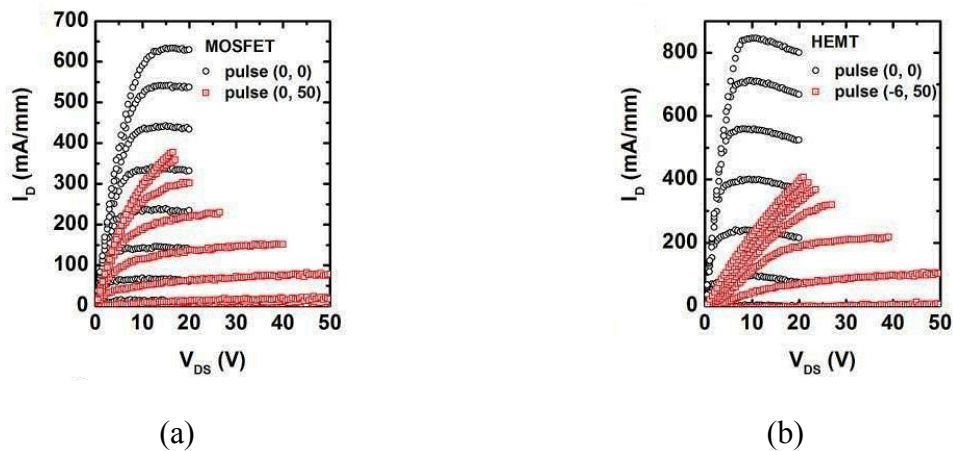


Figure 2-7: Capacité en courant et résistance dynamique d'un (a) e-GaN HEMT ouvert au repos et d'un (b) HEMT fermé au repos [16]

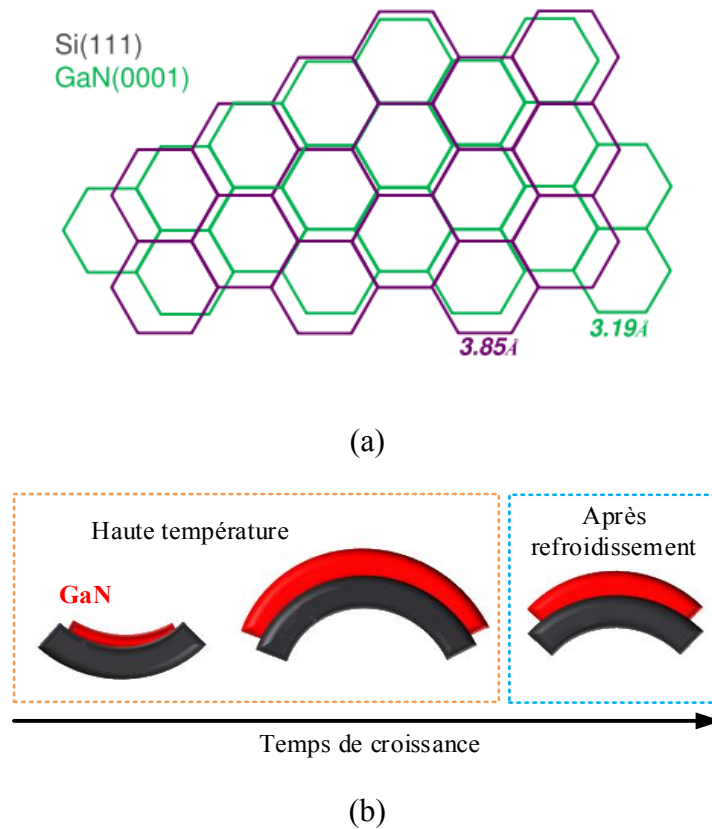


Figure 2-8: Principaux défis pour la croissance de GaN sur Si (a) constantes de maillage différentes (b) impact des coefficients d'expansion thermique différents durant la fabrication du semi-conducteur (traduit en français, images : <http://uef.fei.stuba.sk>)

change. Ce stress peut causer une contrainte dans l'un des deux matériaux [22]. La rupture entraîne alors une perte de performance [23] [24]. Ces défis techniques expliquent l'arrivée tardive de la technologie à base de GaN dans le domaine de la conversion de puissance.

Les composants obtenus sont aujourd'hui adaptés à une utilisation en électronique de puissance, avec des tensions allant à plusieurs centaines de volts et des courants de plusieurs dizaines d'ampères [25]. Dans la suite du document, il ne sera question que de composants dont la partie active est purement à base de GaN.

### c. Intérêts des semi-conducteurs à large bande interdite

Les composants de puissance à large bande occupent une place minoritaire par rapport à l'ensemble des composants sur les convertisseurs de puissance grâce à un faible encombrement. Cette réduction de taille permet également de réduire les capacités internes [26]. De plus, il devient également possible de réduire la longueur des pistes de cuivre, limitant les effets inductifs associés et ainsi une commutation plus proche du cas idéal. Afin de mettre en évidence l'avantage de la technologie grand gap, le Tableau 2-1 permet de comparer différents composants issus de différentes technologies. Il apparaît que les temps de commutation sont plus courts et que la résistance interne d'un HEMT peut atteindre la moitié de celle d'un composant Si. Les pertes par commutation seront donc réduites pour une fréquence de commutation donnée. Il est donc possible de concentrer les apports de la technologie GaN selon deux axes afin de trouver un optimum concernant soit les pertes, soit le rendement ou encore la puissance totale :

- conserver une structure de convertisseur de puissance existante et améliorer son rendement à fréquence égale ;
- conserver le même rendement en augmentant la fréquence de commutation et réduisant la taille du convertisseur.

**Tableau 2-1: Comparaison des différentes performances entre technologies Si et GaN**

Technologie	MOSFET Si	HEMT GaN	HEMT GaN
Référence	BSC070N10NS3 [27]	GS61008T [28]	EPC2022 [29]
$V_{max}$ (V)	100	100	100
$I_{max}$ (A)	90	90	90
Résistance @ 100 °C ( $\Omega$ )	10m	11.9m	4.8m
Dissipation maximale (W)	114	225	NA
Temps de montée (ns)	10	2.2	2.6
Temps de descente (ns)	8	2.8	3.4
Charges de recouvrement inverse (nC)	112	0	0
Prix (CAD)	2.04	10.18	8.72

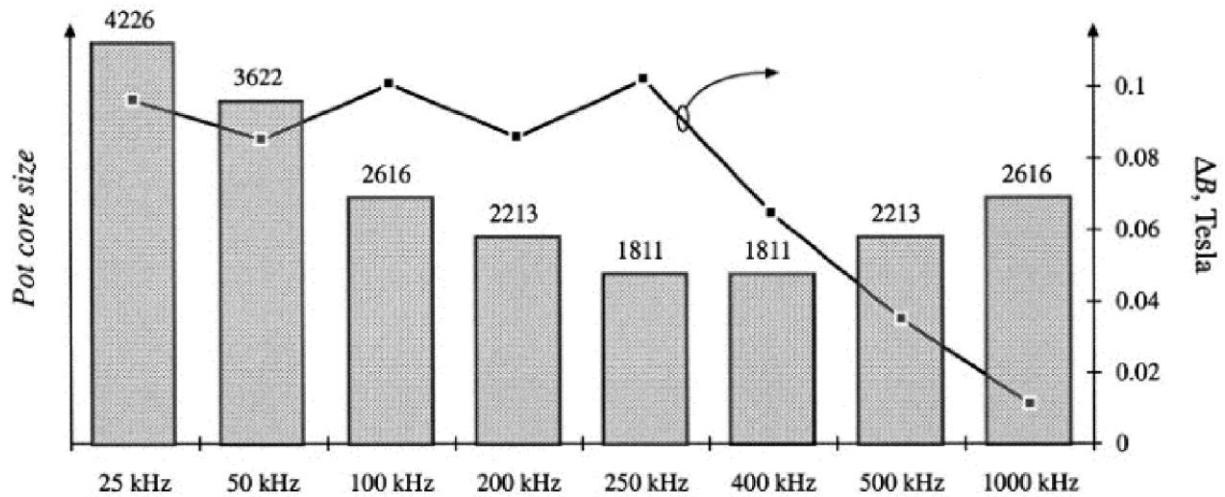


Figure 2-9: Taille (barres) en fonction de la fréquence de commutation pour un convertisseur Cuk (page 576) [30]

L'option d'augmentation de fréquence présente l'avantage de réduire la taille des éléments de stockage d'énergie d'un facteur proportionnel à celui de l'élévation de fréquence [30]. Ce raisonnement possède une limite, selon le matériau magnétique utilisé. Un exemple de cette limite est donné dans [31] d'où provient la Figure 2-9. La fréquence optimale peut cependant être plus élevée, selon le matériau magnétique. Le résultat peut donc être un convertisseur plus petit et des composants potentiellement moins chers grâce à une consommation de matériaux moins importante. Cette option permet ainsi de contrer l'augmentation en coût du semi-conducteur.

## 2.4. Les topologies de conversion

La conversion de puissance repose sur des structures de convertisseurs différentes selon les besoins. Il est nécessaire de comprendre celles-ci afin d'en dégager si possible des points communs d'étude. Ce ou ces points communs permettent alors de se concentrer sur un aspect bien précis qui sera par la suite bénéfique à une large gamme de convertisseurs. L'avantage est de ne pas répéter l'étude et de statuer sur une amélioration valide dans de nombreux cas.

Nous visons ici une utilisation véhiculaire. Cette application utilise principalement des convertisseurs survolteurs, dévolteurs et des onduleurs [32], [33]. L'utilisation de HEMTs influence la conception et le choix des topologies. Avec les pertes par commutation réduites, il peut orienter vers des convertisseurs dans lesquels les pertes par commutations peuvent habituellement être limitantes. La petite taille des HEMTs (quelques millimètres) et haute fréquence de fonctionnement influencent la taille, favorisant les convertisseurs sans transformateurs pour la raison évoquée à la Figure 2-9. Une inductance est cependant toujours présente, une attention particulière doit lui être apportée pour fonctionner à la fréquence souhaitée.

#### a. Le convertisseur survolteur Boost réversible

Le Boost réversible est un convertisseur élévateur de tension dont le flux de puissance est bidirectionnel [34]. Il est couramment utilisé dans la traction où le pilotage du moteur ainsi que le freinage récupératif imposent la bidirectionnalité de puissance. La constitution de base de celui-ci, présentée à la Figure 2-10, montre qu'il nécessite deux éléments de stockage et deux interrupteurs de puissance. Ce convertisseur est un bon exemple, car son utilité est multiple [35] et il est également souvent utilisé en tant que redresseur afin d'obtenir un courant consommé le plus sinusoïdal et en phase avec la tension que possible dans les cas de chargeurs [36].

Comme il est possible de constater avec l'équation de dimensionnement de l'inductance (2-2), la fréquence apparaît au dénominateur de ces équations, indiquant une baisse de la valeur de l'inductance à utiliser, donc de sa taille avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement.



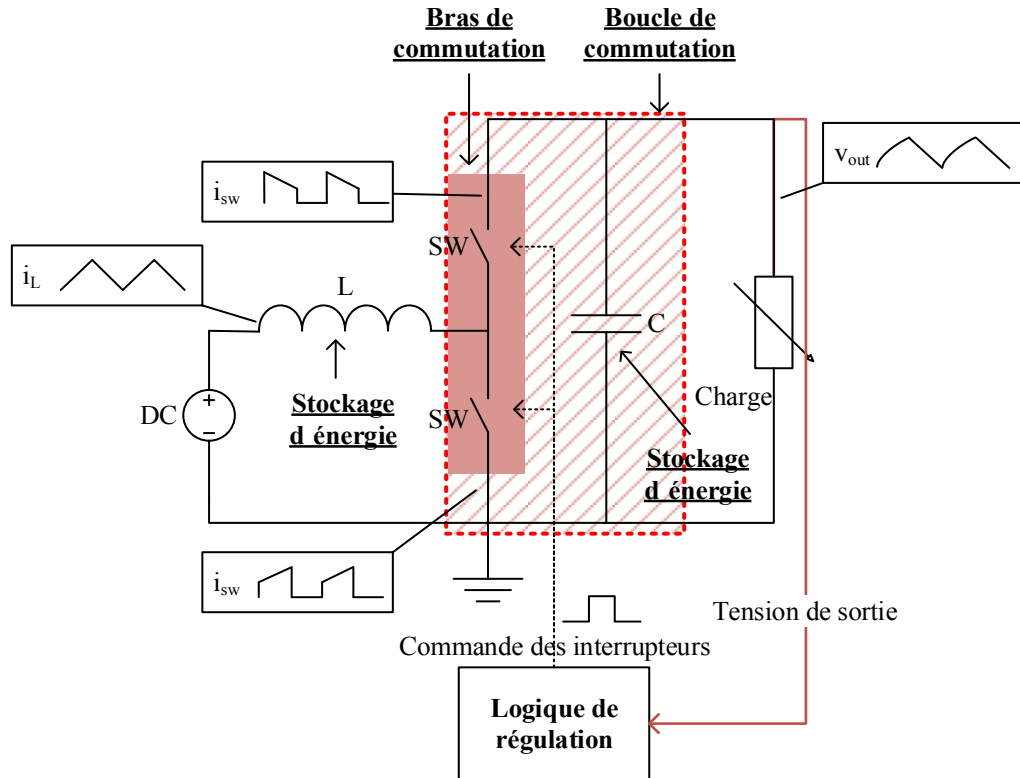


Figure 2-10: Topologie de base d'un convertisseur Boost avec les formes d'ondes associées

Conduction continue :

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - \alpha} \quad (2-1)$$

Avec :

$V_{out}$  : tension de sortie

$f$  : fréquence de découpage

$V_{in}$  : tension d'entrée

$L$  : valeur d'inductance

$\alpha$  : rapport cyclique

$I_0$  : courant crête dans l'inductance

L'ondulation de courant est un des paramètres de design servant à calculer la valeur d'inductance avec (2-2)

$$L = \frac{V_{in} \cdot \alpha}{\Delta I \cdot f} \quad (2-2)$$

Ce convertisseur est fréquemment utilisé dans la littérature afin de tester les performances obtenues avec de nouveaux composants, nouveaux designs ou contrôles. Concernant l'application avec des transistors HEMT, il existe les références suivantes qui permettent de mettre en avant l'avantage de cette technologie :

	Année	Intérêt principal
[35]	2004	Utilisation d'un HEMT 600V pour commuter 210V jusqu'à une puissance de 500W. Des HEMT, dont la technologie n'est pas encore mature, fait mieux que des CoolMos. Ils ont pu augmenter la fréquence de 25 kHz à 200 kHz, réduisant la taille de 20%. Les temps de montée et de descente sont de 2 ns et 3.5 ns.
[37]	2016	Etude du timing de commutation des deux HEMTs constituant le bras de pont d'un BOOST réversible. L'étude présente les fortes pertes engendrées par la conduction inverse d'un HEMT et, comment il est possible à l'aide des temps morts, de réduire ces pertes au maximum. Le point intéressant est la dépendance entre le courant dans la charge et le temps de commutation. Ce constat est à la source d'un besoin de temps mort variable.
[38]	2016	Ce travail présente un convertisseur faible puissance pouvant être utilisé avec une alimentation 12V. L'originalité du travail réside dans le pilotage du HEMT en faisant appel à un circuit oscillatoire de Hartley. Ainsi il peut seul, sans commande externe et sans composant actif autre que les HEMTs augmenter la tension à 20V à une fréquence de 680MHz.

Ce papier présente une application de HEMT dans une configuration de chargeur isolé assurant une fonction d'absorption sinusoïdale. L'originalité se situe dans la puissance totale triphasée de 22 kW couplée à un rendement maximal supérieur à 97%, visible à la Figure 2-11. La haute fréquence atteignable avec les HEMTs est utilisée à basse puissance afin de conserver une absorption la plus sinusoïdale possible et réduite à plus haute puissance afin de ne pas générer de pertes trop importantes.

[36] 2017

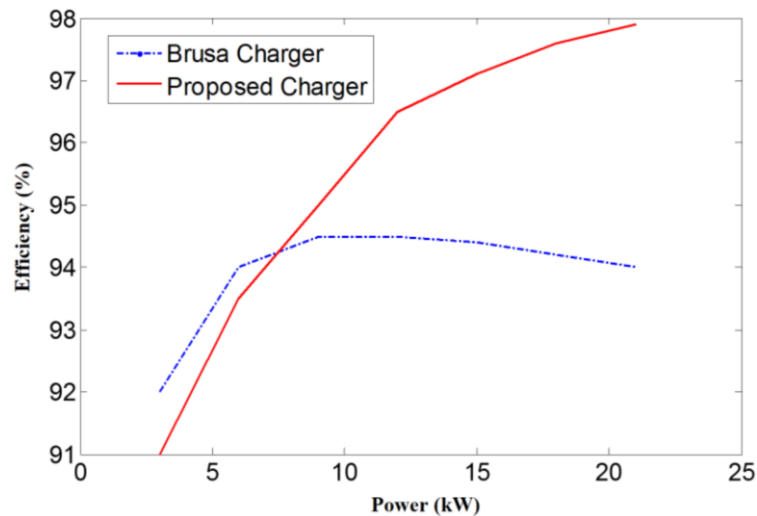


Figure 2-11: Rendement obtenu dans [36] (rouge) en fonction de la puissance triphasée de sortie du convertisseur

Ces papiers présentent un large éventail des applications possible aux HEMTs. Leurs temps de transitions très rapides comparativement au Si à puissance égale montrent que de grandes améliorations pour la miniaturisation et que des commandes et schémas de commutation novateurs sont possibles.

## b. L'onduleur

L'onduleur permet de passer d'une tension continue à une tension alternative. Ce convertisseur de base peut également servir dans d'autres convertisseurs où un transformateur est ajouté à la sortie afin d'obtenir un convertisseur isolé. Sa structure triphasée est celle présentée à la Figure 2-12, l'ajout ou le retrait de bras de commutation permet d'obtenir le nombre de phases désirées. La topologie présentée possède des inductances à sa sortie. Ce cas est choisi, car dans le cas

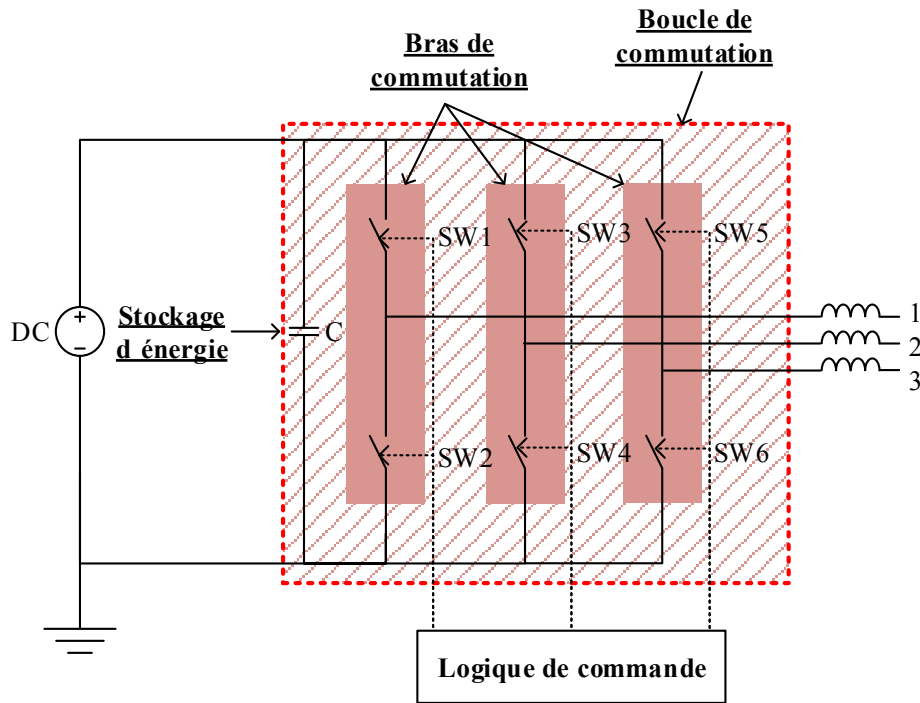


Figure 2-12: Topologie d'un onduleur sur charge inductive

d'une application véhiculaire électrique, des inductances de protection sont très souvent ajoutées afin de protéger les isolants des enroulements du moteur des  $dv/dt$  [39] ou bien dans le cas d'une connexion au réseau, pour améliorer le contenu harmonique [40] et générer des tensions et courants sinusoïdaux [41]. La connexion à la source DC se fait via des câbles, présentant un comportement inductif. Un condensateur proche des transistors est donc nécessaire afin de stabiliser la tension d'entrée.

La tension de sortie (2-3) est donnée directement en multipliant la tension d'entrée par le rapport cyclique des commandes envoyées aux interrupteurs.

Ce type de convertisseur, de structure basique simple, n'est que peu souvent utilisé seul. Des éléments de filtrage sont utilisés afin de ne pas propager les harmoniques du courant consommé [42] et de se conformer aux normes CEM en vigueur. Des éléments de dissipation de chaleur doivent également être ajoutés également [43].

Tous les éléments ajoutés autour de la topologie de base tirent profit de la montée en fréquence que peut offrir le GaN [44], permettant des réductions d'encombrement, de masse et de coût.

$$\langle v_1 \rangle = V_{DC} \cdot \eta \quad (2-3)$$

Avec :

$v_1$  : tension de sortie

$\eta$  : rapport cyclique

$V_{DC}$  : tension d'entrée

L'utilisation de composants HEMTs a fait l'objet de papiers sur cette topologie. Ils montrent l'intérêt de l'application de cette technologie et ses implications si utilisée dans un onduleur.

Voici des papiers d'intérêt :

	année	Intérêt principal
[44]	2016	Ce papier présente un onduleur de type T avec filtre de sortie. Cette topologie est légèrement différente de la structure classique. L'utilisation de condensateurs permet de générer une tension de point milieu et un filtre de sortie de lisser le courant consommé par la charge. Le GaN montre qu'il permet une forte augmentation en fréquence de fonctionnement, tout en gardant un rendement élevé. Le système de refroidissement est ainsi réduit et les éléments capacitifs et inductifs plus petits.
[45]	2011	Ce papier présente un onduleur simple, sans filtrage, alimentant un moteur triphasé. L'étude est validée par une partie pratique. Elle démontre que le rendement obtenu avec des HEMTs atteint 99.3%. Le besoin de refroidissement devient donc faible, permettant une plus grande compacité et légèreté finale.

- [46] 2016 Le même type de convertisseur que [45] est utilisé, alimentant un moteur synchrone. Une simulation prenant en compte les paramètres d'un HEMT et d'un MOSFET, permet de trouver les rendements attendus. Bien que la simulation ne soit pas validée expérimentalement, elle montre un gain de 4.89% en rendement et une baisse significative du système de refroidissement associé.

### c. La boucle de puissance

Dans les deux convertisseurs de base présentés précédemment, on peut retrouver deux points communs. Le premier est le bras de commutation constitué de deux interrupteurs en série, le deuxième est la boucle de commutation, constituée d'un bras de commutation et d'un condensateur dit de découplage servant à maintenir la tension aux bornes du bras de commutation stable. Les deux convertisseurs étant des convertisseurs de base, de nombreux dérivés existants partagent les mêmes similitudes.

Une boucle de puissance détaillée est représentée à la Figure 2-13 (a) avec les différents éléments inductifs et résistifs dus aux interrupteurs de puissance, au circuit imprimé ainsi qu'au condensateur. Des inductances mutuelles peuvent apparaître selon la topologie utilisée lors de la conception du PCB. La Figure 2-13 (b) montre quant à elle un modèle de FET (Field Effect Transistor) réel où on peut apercevoir la présence de condensateurs internes [47]. Le système résonnant RLC ainsi créé peut aboutir à des oscillations non désirées.

L'excitation d'un système résonnant par des fronts de commutation rapide pose alors la question de la gestion un tel phénomène, quels sont les effets et enfin, jusqu'à quel point il est possible de prédire les inductances et les formes d'ondes lors de la commutation.

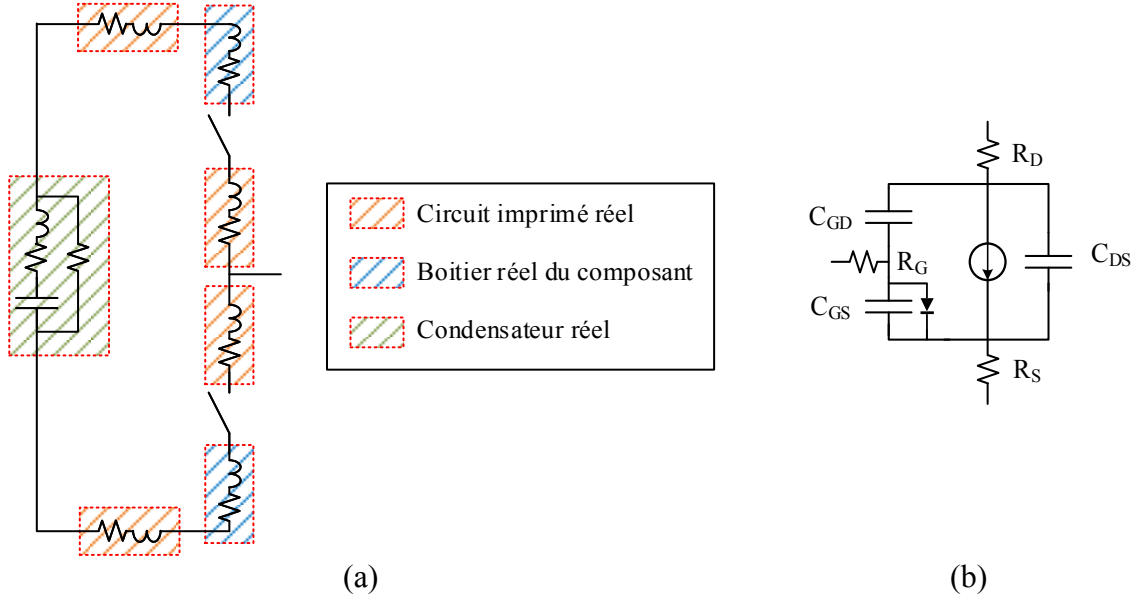


Figure 2-13: (a) boucle de puissance détaillée avec les différents éléments résistifs et inductifs et (b) modèle de Curtice d'un FET faisant apparaître les éléments internes [47]

## 2.5. La commutation appliquée

La commutation en électronique de puissance concerne la commande en tout ou rien du courant. La commutation étudiée ici, dite « dure » [12] présente des pertes lorsque des transitoires sont présents, cela est dû à la présence simultanée de tension et de courant durant ce moment comme illustré à la Figure 2-14 (a). Un MOSFET possède une diode interne qui comme le montre la Figure 2-14 (b) apporte des pertes supplémentaires en fonction de sa charge de recouvrement inverse  $Q_{rr}$ . Les pertes sont données par (2-4) à (2-7).

$$E_{onM} = \int_0^{tri+tfu} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = E_{onMi} + E_{onMrr} = U_{DD} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (2-4)$$

$$E_{onD} = \int_0^{tri+tfu} u_D(t) \cdot i_F(t) dt \approx E_{onDrr} = \frac{1}{4} Q_{rr} \cdot U_{DD} \quad (2-5)$$

$$E_{offM} = \int_0^{tru+tfi} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = U_{DD} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \quad (2-6)$$

$$E_{condM} = \int_{ton}^{toff} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt = R_{DSon} \int_{ton}^{toff} i_D^2(t) dt \quad (2-7)$$

Avec :

$E_{onM}$ : pertes à la mise en conduction du MOSFET	$Q_{rr}$ : charge de recouvrement inverse de la diode
$E_{onD}$ : pertes au blocage de la diode	$I_{Don}$ : courant circulant dans la diode
$E_{offM}$ : pertes au blocage du MOSFET	$t_{ri}$ : temps de mise en conduction du mosfet
$U_{DD}$ : tension supportée par le MOSFET	$t_{fu}$ : temps de coupure du MOSFET
$U_{Drr}$ : tension supportée par la diode au blocage	$t_{fi}$ : temps de décroissance du courant
$t_{ru}$ : temps de croissance de la tension	$R_{DSon}$ : résistance effective du MOSFET
$t_{on}$ : temps à la mise en conduction du MOSFET	$t_{off}$ : temps au blocage du MOSFET

Il existe alors plusieurs moyens de réduction des pertes en commutation dure :

- diminution des temps de commutation ;
- utilisation de circuits d'aide à la commutation (CALC) afin de retarder la montée du courant ainsi que celle de la tension pour diminuer le chevauchement de ces deux courbes ;
- diminution de la résistance interne du composant ;
- réduire les charges de recouvrement inverse.

Cette liste est non exhaustive, mais représente les principaux points de travail. Le présent travail vise l'utilisation de HEMT, car ils permettent de diminuer très fortement  $Q_{rr}$ , ils permettent également d'obtenir des temps de commutation plus courts et, des résistances à l'état passant faibles. Une réduction importante des pertes dans celui-ci permettant alors une augmentation en fréquence et/ou un système de refroidissement moins important.



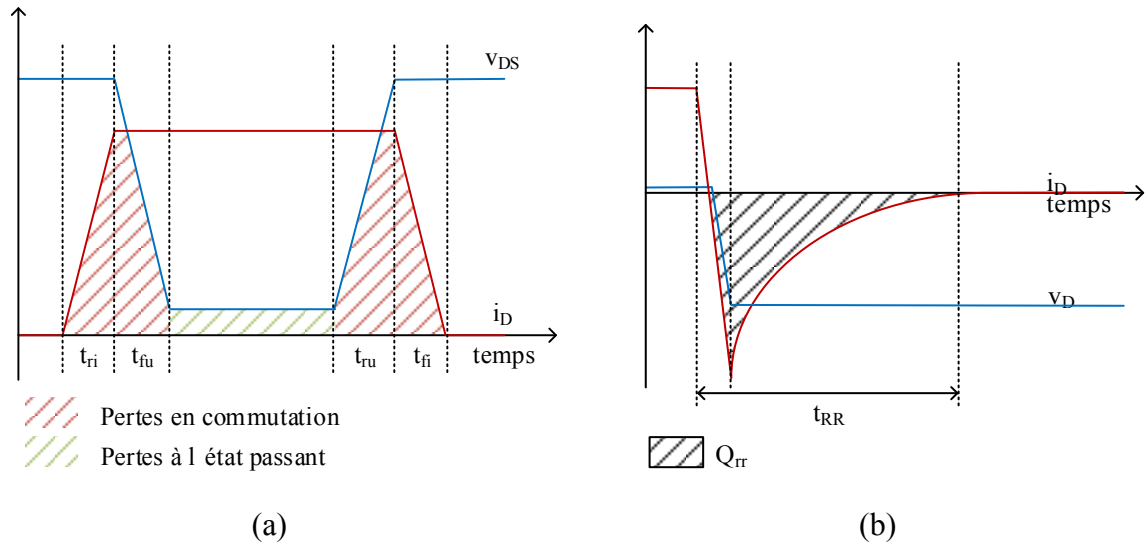


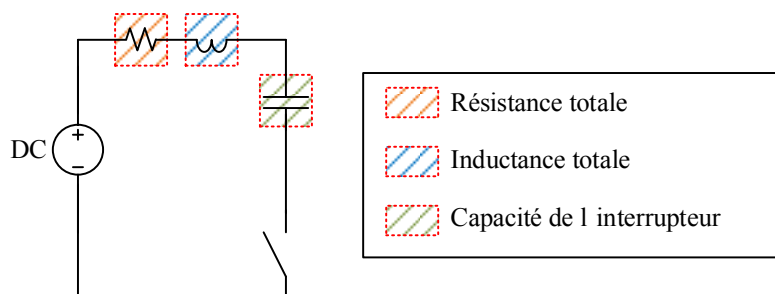
Figure 2-14: (a) Schéma typique des pertes par commutation et conduction d'un transistor de puissance et (b) pertes par recouvrement inverse d'une diode

### a. La commutation à la nanoseconde

Comme présenté précédemment, diminuer le temps de commutation permet une réduction des pertes, une augmentation de la fréquence de découpage, et donc une diminution en taille des éléments de stockage d'énergie. Bien que les MOSFETs soient déjà capables de commuter avec des temps de l'ordre de la dizaine de nanoseconde, les HEMTs ont démontré pouvoir commuter avec des temps de l'ordre de la nanoseconde voir moins [48] pour de faibles tensions. Le HEMT offre en plus l'avantage de ne pas posséder de  $Q_{rr}$  lui évitant une grande partie des pertes dues à la conduction inverse de celui-ci. La commutation inverse non synchronisée d'un HEMT est cependant source d'importantes pertes du fait de sa caractéristique de tension de seuil inverse. Une commutation synchrone permettra alors de diminuer encore davantage les pertes.

### b. La surtension

La boucle de puissance présentée à la Figure 2-13 peut être simplifiée dans le cas d'une commutation complémentaire (quand un interrupteur est fermé, l'autre est ouvert). Dans cette configuration, un interrupteur ouvert apparaît comme une capacité et celui fermé comme une résistance, formant alors le schéma de la Figure 2-15. Dans cette figure, la capacité de la boucle est considérée suffisamment grande pour posséder une tension stable à ses bornes durant la



*Figure 2-15: Boucle de commutation avec association des imperfections étant en série*

commutation, elle est donc considérée comme une source de tension. Le circuit résonnant RLC ainsi constitué est excité lors de la commutation. Selon les valeurs des différents composants, une oscillation peut apparaître.

Dans le cas d'un circuit imprimé réaliste avec une résistance totale de  $50 \text{ m}\Omega$ , une inductance totale de  $5 \text{ nH}$  et une capacité parasite de  $1000 \text{ pF}$ , le résultat obtenu avec une commutation est montré à la Figure 2-16, accompagné d'une commutation réelle non optimisée pour la technologie HEMT.

Ce résultat montre qu'avec des temps de commutation du transistor de puissance, qu'en dessous d'un certain seuil, une surtension est présente. Bien qu'intuitif, ce résultat est important afin de bien comprendre qu'une commutation se rapprochant d'un idéal instantané peut poser d'autres problèmes comme :

- la présence d'un pic de tension aux bornes du composant trop important pouvant mener à sa destruction ;
- un rayonnement électromagnétique lors de la phase de commutation et de résonance ;
- des pertes augmentées par le courant supplémentaire circulant dans le circuit et la surtension.

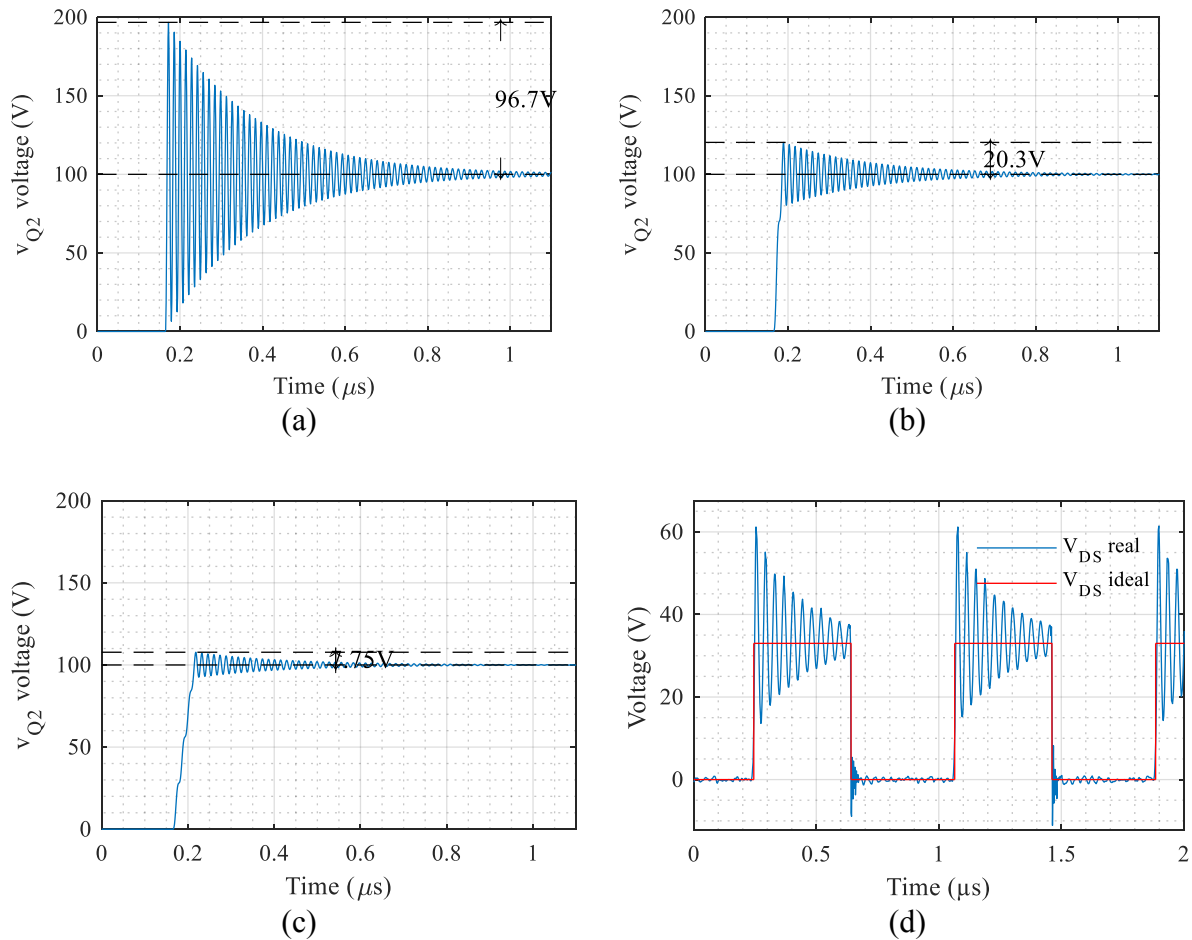


Figure 2-16: Surtension dans le cas (a) d'une commutation instantanée, (b) dans le cas d'un temps de montée de 20 ns, (c) le temps de montée est de 50 ns (d) courbe réelle de commutation d'un test préliminaire du 19 novembre 2015

Un phénomène investigué concerne la surtension due au passage de courant à travers les inductances parasites. Celui-ci les chargera avec une énergie qui doit alors être libérée lorsque le courant est arrêté. La libération de l'énergie influencera alors la surtension, car elle transitera dans les capacités parasites des transistors. Il faut alors savoir si cet effet aura une influence importante et si elle améliore ou dégrade la surtension.

## 2.6. Identification des éléments limitants

Comme présenté, il existe des éléments limitant la commutation dure. Ceux-ci sont imputables à différents composants et paramètres physiques qui selon leur taille, proportions et géométrie ont un impact plus ou moins important. L'étude des composants utiles au fonctionnement d'un

bras de pont justifie quel sont les plus adaptés au besoin présenté ici en fonction de leurs paramètres indésirables.

#### a. Le boîtier

Différents boîtiers de transistors de puissance existent et présentent des caractéristiques différentes qui vont influencer les minimums de valeur d'inductance et résistance qu'il est possible d'obtenir pour la boucle de puissance [49]. Comme représenté à la Figure 2-17, il est possible de constater que la technologie choisie par le fabricant EPC est une des meilleurs comparativement aux boîtiers standards dont il est possible de trouver des informations [50]. Cette solution permet une inductance de boîtier extrêmement faible, de l'ordre de la centaine de picohenrys et une résistance de l'ordre de la centaine de micro ohms. L'inductance du boîtier est d'une grande importance, car elle déterminera la valeur minimum qu'il est possible d'obtenir si on considère l'inductance des pistes comme minimale. Cependant, les faibles dimensions augmentent la résistance thermique. Afin de pallier à cette difficulté, aucun boîtier n'est utilisé, le dissipateur se fixant au substrat du composant. Une étude tenant compte de ces différents aspects est primordiale.

Une faible résistance de boîtier permet quant à elle d'améliorer les performances du composant en permettant un échauffement plus faible et un meilleur rendement global du convertisseur.

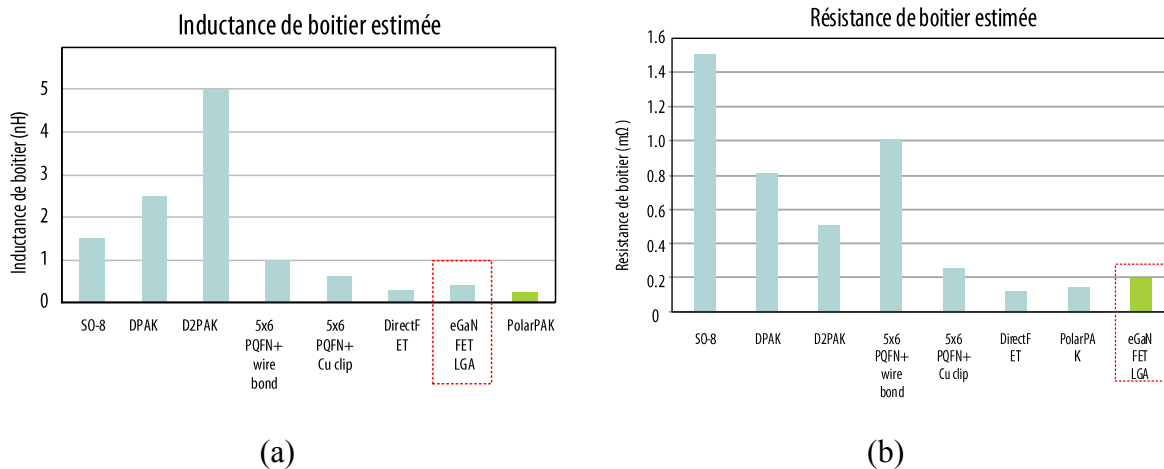


Figure 2-17: Inductance et résistance selon le boîtier utilisé (source : [www.epc.com](http://www.epc.com)) (a) l'inductance de boîtier (b) résistance de boîtier

## b. La température

Bien que les composants à large bande interdite puissent supporter une température supérieure à celle du Si, la technologie HEMT utilisée ne tire pas profit de cet avantage. En effet, le substrat utilisé étant du Si, il lui impose sa température maximale de fonctionnement. De plus, les composants sont de faible dimension comme visible à la Figure 2-18 où le HEMT est 20 fois plus petit que le boîtier standard D2PAK. Un boîtier de plus faible dimension peut être plus difficile à refroidir, du fait d'une surface d'échange thermique plus faible. Cependant, les connexions entre le composant actif et le boîtier entrent en compte et peuvent à leur tour augmenter la résistance thermique. Dans le cas présente ici, l'absence de boîtier autour du HEMT est un avantage.

Les composants qui chauffent voient leur propriété changer, leur résistance passante augmente, les seuils de grille augmentent également, ainsi les pertes générées augmentent et les caractéristiques de commutation sont modifiées. Il s'en suit une baisse de la tenue en courant et des pertes admissibles ainsi qu'un possible emballement thermique si le courant consommé est constant. Un système de refroidissement adapté devra être trouvé afin de pallier ces problèmes.

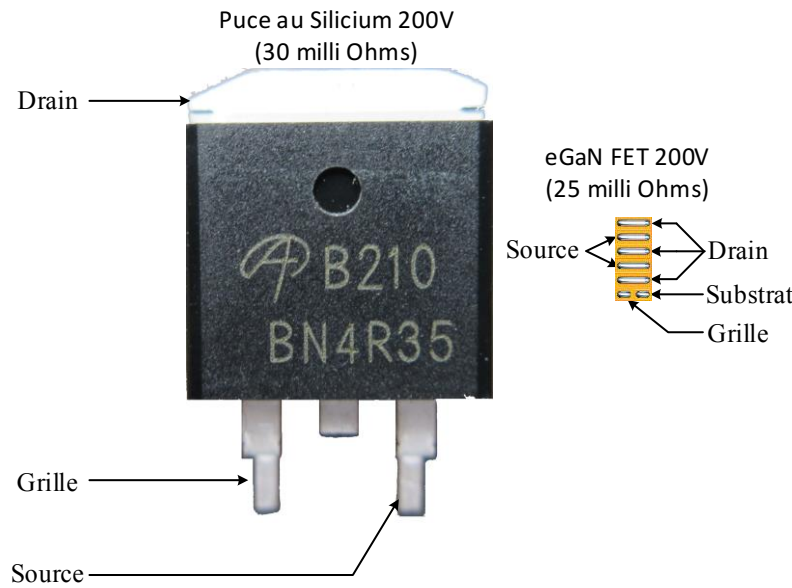


Figure 2-18: Différents boîtiers de composants, à gauche un boîtier D2PAK standard, à droite un composant EPC 200 V 22 A (source : [www.epc.com](http://www.epc.com))

### c. Le condensateur de découplage

Les éléments passifs font partie du circuit et doivent être utilisés pour assurer un fonctionnement optimal. Leurs imperfections apportent leurs parts d'éléments indésirables comme présenté précédemment à la Figure 2-13. Certains fabricants fournissent les éléments permettant d'identifier ces éléments indésirables en fournissant des courbes comme celles de la Figure 2-19 ainsi que d'autres données comme la valeur réelle de la capacité en fonction de la tension afin de pouvoir les évaluer quantitativement et de les intégrer au modèle final. Leur modélisation se fait alors à partir de sous-éléments parfaits dont les valeurs sont soit extraites de courbes fournies par le fabricant soit de données directement disponibles. Plusieurs modèles existent pour reproduire le comportement réel d'un condensateur[51] [52] comme illustré à la Figure 2-20. Les différents modèles montrés ici ont chacun des spécificités, soit dans la modélisation des pertes plus réelles avec (a) et (b) ou une modélisation plus simple permettant d'extraire les principaux éléments que sont la résistance série ESR et l'inductance série avec (c).

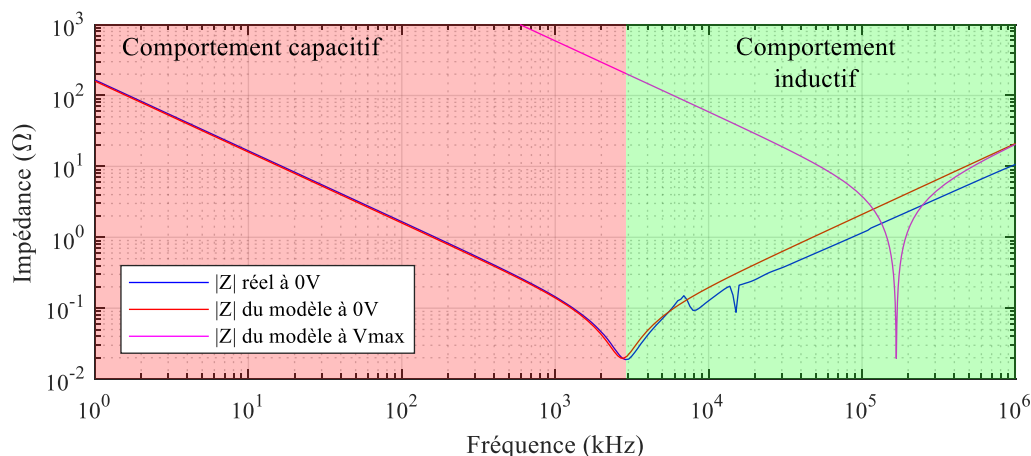


Figure 2-19: Impédance et modélisation d'un condensateur de découplage en utilisant le modèle série (c) de la Figure 2-20. L'inductance série est de 3nH et la résistance de 19.6 mΩ [53]

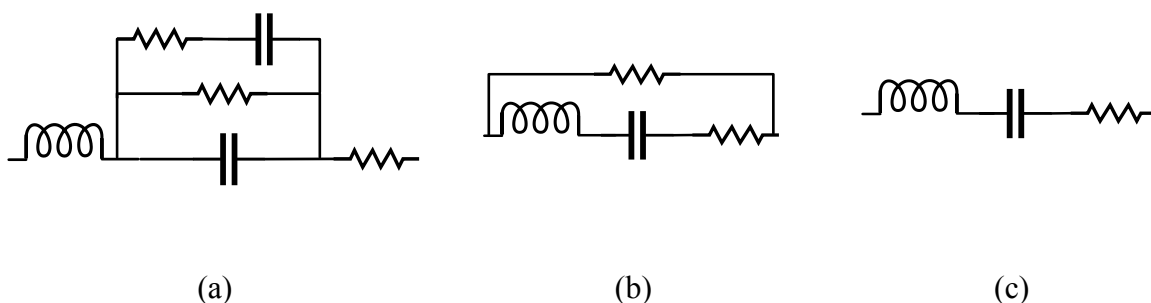
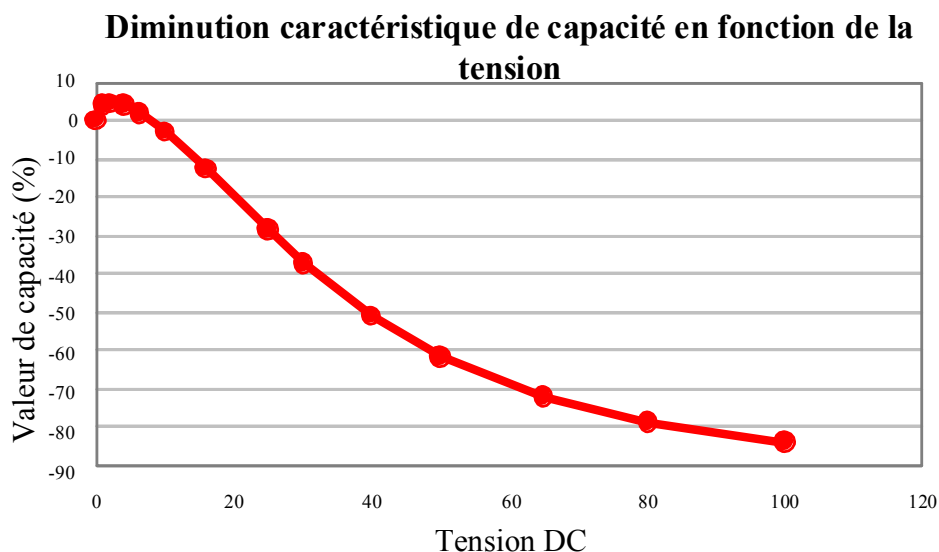


Figure 2-20: Modèles permettant de reproduire le comportement d'un condensateur réel

La modélisation d'un condensateur de découplage est visible à la Figure 2-19. Elle présente une très bonne estimation du comportement réel. Bien qu'il existe des modèles plus complets, ils sont également plus complexes. L'influence de la tension sur la capacité réelle est également montrée avec la courbe de l'impédance à la tension maximale du composant à la Figure 2-19 et la courbe du changement de capacité avec la tension à la Figure 2-21. Cela montre que pour une précision optimale, il est nécessaire de modéliser le condensateur à sa tension d'utilisation.



*Figure 2-21: Changement de capacité d'un condensateur en fonction de la tension à ses bornes [54]*

#### d. Le circuit imprimé

Le circuit imprimé présente lui aussi des imperfections qui limitent les temps de montée et descente des signaux électriques [55]. En effet, il est impossible de supprimer complètement le caractère inductif et résistif des pistes de puissance. Cependant, en adoptant des techniques de placement spécifiques, il est possible de fortement réduire les champs magnétiques et donc les inductances de piste [56]. Différentes méthodes existent, les trois principales étant :

- la topologie monocouche en U, avec sa variante blindée ;
- la topologie bicouche ;
- la topologie à couche interne

Ces topologies sont comparées, la plus adaptée au design d'une boucle de puissance à base de composants HEMT est ensuite étudiée de manière plus détaillée. Bien que mineur, un aspect capacitif peut également être considéré s'il présente un intérêt pour l'étude présentée ici.



## Chapitre 3                      LIMITATION THERMIQUE, FACTEUR D'UTILISATION ET OPTIMISATION

Dans l'utilisation de composants de puissance tels les HEMTs, plusieurs paramètres interviennent et peuvent limiter la puissance que l'on peut y faire transiter. Ce chapitre traite de l'aspect thermique, des surtensions et de leur impact sur la puissance maximale qu'un composant donné peut véhiculer. Un facteur d'utilisation du transistor  $K_{util}$  est introduit, il permet de quantifier la puissance transmise en commutation dure comparée aux valeurs maximales annoncées par le fabricant. Un modèle de commutation adapté aux HEMTs est mis en place afin de pouvoir comprendre l'impact des paramètres du circuit sur la surtension et le temps de commutation. Par la suite, un dispositif permettant de limiter la surtension est étudié. Il permet de quantifier l'impact des inductances de la boucle de puissance sur les temps de commutation et la surtension. Cette étude permet de montrer que les temps de montée calculés en se basant sur les charges de grille ne sont pas représentatifs des temps réels obtenus avec de fortes inductances de piste.

### 3.1. Modèle thermique et calcul du courant admissible

Un HEMT, comme tout composant faisant circuler du courant verra sa température augmenter. Cet effet, dû aux pertes Joules, limite le courant maximal admissible. Les pertes sont données par (2-4) à (2-7), il reste maintenant à trouver le courant maximal admissible. Ce courant dépend de la température de jonction maximale, qui dépend de paramètres tels que la résistance thermique jonction-boîtier ainsi que la température du boîtier. Cette relation est donnée par (3-1).

$$T_{jMAX} = T_{boitier} + R_{th} \cdot P_{jMAX} \quad (3-1)$$

Un modèle thermique classique, est la représentation par un réseau de cellules Résistance-Condensateur (RC) appelé modèle de Cauer [57], représenté à la Figure 3-1. Il est ainsi possible de représenter la variation temporelle de la température en fonction de la variation temporelle des pertes. Un autre modèle existe, appelé modèle de Foster [58] présenté à la Figure 3-2.

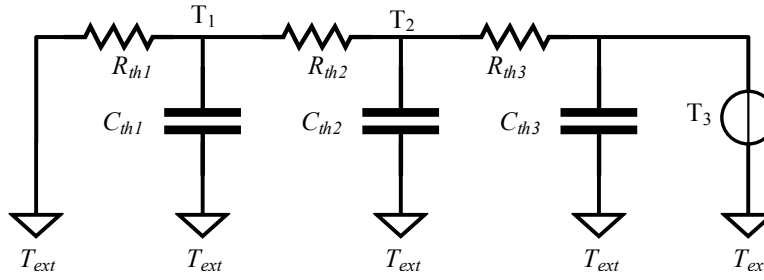


Figure 3-1: Modèle thermique de Cauer

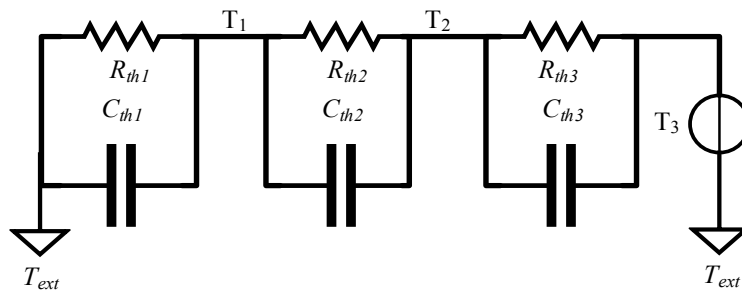


Figure 3-2: Modèle thermique de Foster

Cependant, celui-ci ne possède plus de signification physique, mais permet d'effectuer des calculs plus simplement et d'extraire les informations présentes sur les documentations techniques. Avec le modèle de Foster, l'impédance thermique transitoire est exprimée par (3-2) avec  $\tau_i = R_i C_i$

$$Z_{th}(t) = \sum_{i=1}^n R_i \left( 1 - e^{\frac{-t}{\tau_i}} \right) \quad (3-2)$$

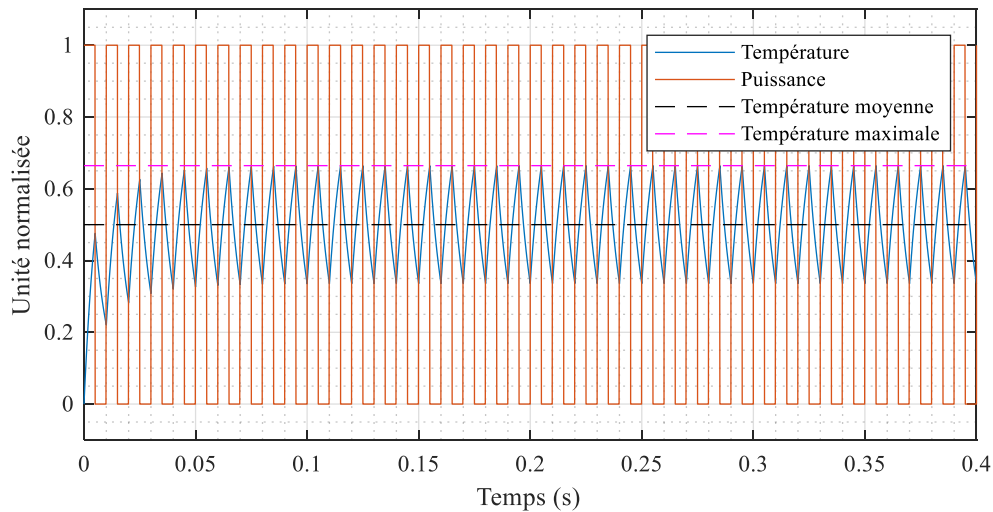
Cette équation permet de trouver l'évolution temporelle de l'échauffement du composant en remplaçant  $R_{th}$  par  $Z_{th}$  dans (3-1) donnant ainsi (3-3).

$$T_{jMAX} = T_{boitier} + Z_{th} \cdot P_{jMAX} \quad (3-3)$$

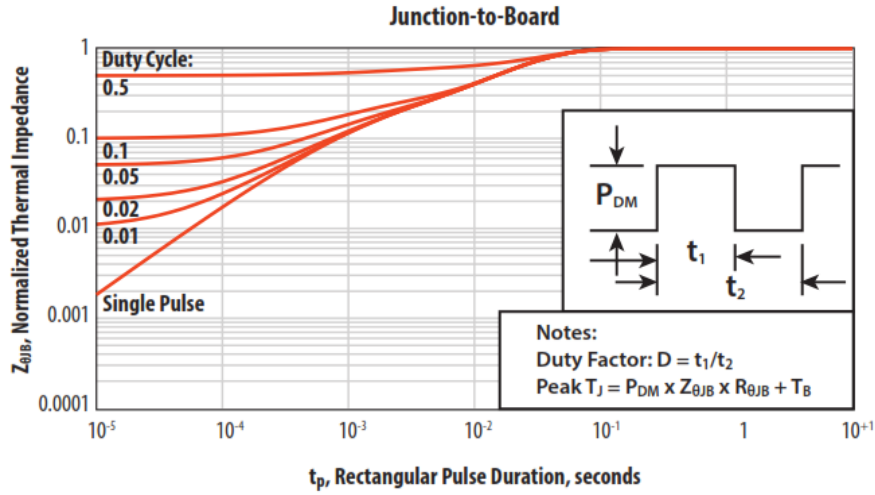
A partir de (3-2), il est possible d'identifier les paramètres permettant de retracer les courbes de températures maximales que l'on trouve dans les documentations techniques. Elles correspondent au maximum de température qui est atteint en tenant compte du temps de réponse

thermique. La Figure 3-3 présente l'oscillation de température autour d'une valeur moyenne lorsque les pertes ne sont pas constantes.

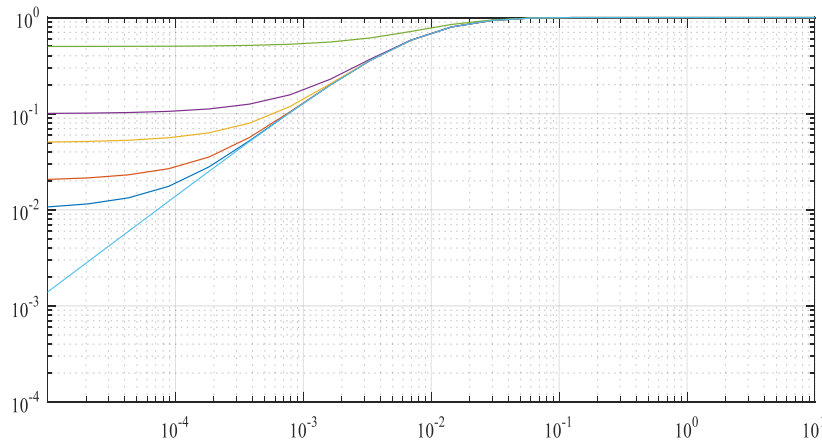
A partir de ces courbes, il est possible d'approximer le système initial par une somme de premiers ordres dont chaque temps de réponse est défini par la courbe « single pulse », correspondant à la montée en température obtenue avec les conditions de temps et de rapport cyclique donnés. C'est cette approximation dont le résultat est présenté à la Figure 3-4 qui permet de trouver les pertes maximales admissibles en fonction de la température maximale de jonction et d'étendre la courbe donnée par la documentation technique au besoin.



*Figure 3-3: Evolution de la température quand une source de puissance thermique présente une forme de train d'onde carrée. Ici la température maximale est 17% plus élevée que la température moyenne en régime établi.*



(a)



(b)

Figure 3-4: (a) Courbe  $Z_{th}$  issue d'une documentation technique (b) sa reconstitution à partir d'une identification de paramètres introduits dans le modèle de Foster

A partir de ces courbes et des paramètres des transistors, il est possible de calculer le maximum de courant qui pourra circuler sans dépasser la température de jonction maximale donnée par (3-3) en tenant compte de la fréquence et également du rapport cyclique d'utilisation. Pour un transistor au nitrure de gallium, la charge de recouvrement inverse  $Q_{rr}$  est quasi nulle. Les pertes en conduction inverse proviennent principalement du seuil de tension inverse.<sup>8</sup> Nous pouvons alors trouver le courant maximal admissible avec (3-4), détaillé en annexes, en fonction des différents paramètres d'utilisation.

$$I_{MAX} = \frac{\sqrt{(0.5V_{DS}ft_{sw})^2 + 4R_{dsON}\eta P_{jMAX}} - 0.5V_{DS}ft_{sw}}{2R_{dsON}\eta} \quad (3-4)$$

Avec

$V_{DS}$  : tension drain-source commutée

$R_{dsON}$  : résistance à l'état passant

$f$  : fréquence de commutation

$\eta$  : rapport cyclique

$t_{sw}$  : temps total de commutation par période ( $t_{fi}+t_{ri}+t_{fu}+t_{ri}$ )

$P_{jMAX}$  : puissance de jonction maximale autorisée

Ces équations servent d'outils de sélection de semiconducteur lors de la conception d'un convertisseur de puissance. Pour cela, nous introduisons la figure de mérites (FDM)  $K_{util}$  donnée par (3-5).

$$K_{util} = \left( \frac{V_{DS} I_{max}}{V_{DSmax} I_{DSmax}} \right) \quad (3-5)$$

Cette FDM permet de quantifier le rapport entre la puissance que le composant est capable de transmettre ( $P_{out} = V_{DS} I_{max}$ ) et la puissance maximale absolue calculée en utilisant la tension ainsi que le courant maximum admissibles donnés par la documentation technique ( $V_{DSmax}$  et  $I_{DSmax}$ ). Typiquement,  $P_{out}$  est limité par la température de jonction et la tension aux bornes du composant lorsque celui-ci est utilisé dans un convertisseur présentant des éléments d'imperfections tels des inductances de pistes.

Une application est faite avec les composants du *Tableau 3-1*. Les composants ont des valeurs de paramètres internes différentes, mais leur cas d'utilisation correspond à la puissance maximale admissible respectant les limites du composant (courant, température). L'hypothèse suivante est utilisée :

- les composants ont les mêmes commandes rapprochées et la même topologie d'implantation sur PCB,
- la tension maximale autorisée par composant est limitée par la surtension à ses bornes au blocage

- pour chaque composant, ni la tension maximale, ni le courant maximal admissibles ne sont atteints.

Les résultats en termes de tension maximale et courant maximal admissibles sont différents pour chacun. Pour cette partie, la tension maximale obtenue lors de la commutation est simulée à l'aide du logiciel LTSpice®. Les résultats sont visibles à la Figure 3-5.

Il est intéressant de noter que le courant est limité par la résistance interne à basse fréquence et par les pertes en commutation en haute fréquence.

Malgré des performances impressionnantes avec un  $t_{sw}$  comparable aux composants HEMT, le BSC070N10NS3 apparaît le moins performant, à la fois dans la puissance transitée ainsi qu'avec  $K_{util}$ . La puissance transmise maximale chute rapidement avec la montée en fréquence du fait de la moins bonne dissipation thermique. Le composant BSC160N10NS3, possède une limite de courant plus basse, en contrepartie, ses capacités internes sont plus faibles. Le résultat est une puissance disponible plus grande que le BSC070N10NS3 à partir de 200 kHz bien que le courant maximal donné par le fabricant soit inférieur. Sa FDM est supérieure à celle de tous les autres composants. Cela s'explique par la limite en courant plus basse dont le courant pratique lors de l'utilisation peut être plus proche. Ainsi, on peut statuer sur le fait que ce composant présente un cas d'utilisation plus proche de ses limites. Il serait donc avantageux à considérer si le coût est un critère de choix.

Le composant EPC2022 présente une très bonne puissance disponible à basse fréquence, mais le peu de pertes admissibles ainsi que ses pertes en découpage le rendent moins bon à haute fréquence.

Enfin, le composant GS61008P avec sa meilleure dissipation thermique peut transporter globalement plus de puissance que les deux autres composants malgré des pertes plus élevées. Les courbes obtenues montrent l'importance des informations à prendre avant d'effectuer un choix de technologie ou de composant. Ainsi, cette FDM permet de statuer si le coût d'un composant est justifié par des performances maximales élevées réellement atteignables. Elle

montre que le choix d'un composant avec une capacité en courant moins élevée, mais des pertes plus faibles ainsi qu'une meilleure dissipation de chaleur peut être plus avantageux.

Ces graphiques permettent de constater que les choix technologiques entre EPC® et GanSystems® ont des impacts directs sur l'utilisation des composants et qu'un seuil se situant à 450 kHz existe pour départager les deux technologies en fonction du  $K_{util}$ .

Il existe plusieurs méthodes pour maximiser  $K_{util}$ . La première consiste à ajouter un dissipateur thermique, permettant d'autoriser plus de pertes dans le composant et ainsi un transport de courant plus important. Le second est de limiter la surtension obtenue au blocage. La tension d'utilisation devenant alors plus élevée. La suite du manuscrit propose d'étudier un modèle de commutation dans lequel nous pouvons retrouver le temps de montée de la tension, son maximum ainsi que la fréquence de résonnance. Il sera également utilisé pour analyser mathématiquement le calcul d'un *snubber* optimal permettant la réduction de surtension. Ce modèle fait appel à des outils d'automatique linéaire, dans cette optique, des simplifications sont

*Tableau 3-1: Comparaison de différents composants présentant les mêmes caractéristiques maximales avec la topologie 3D-2,  $R_g=2$  et  $\eta=50\%$*

Type de composant	HEMT	HEMT	MOSFET	MOSFET
Référence	EPC2022	GS61008P	BSC070N10NS3	BSC160N10NS3
Tension/courant max	100 V/90 A	100 V/90 A	100 V/90 A	100 V/42 A
Dimensions (mm)	6.02 x 2.27	7.55 x 4.59	4.95 x 5.95	4.95 x 5.95
$T_{jMAX}$	150 °C	150 °C	150 °C	150 °C
$R_{th}^1$	42 K/W	23 K/W	50 K/W	50 K/W
$Z_{th}(\eta=50\%)$	0.5	0.5	0.57	0.57
$P_{Jmax}$	5.95 W	10.9 W	4.39 W	4.38 W
$t_{sw}$	6.19 ns	7.75 ns	10.9 ns	5.07 ns
$L_{PCB}$ (L condensateur = 1nH)	1.44 nH	1.48 nH	1.71 nH	1.71 nH
$V_{DCmax}$ (limité par la surtension)	55 V	60 V	65 V	65 V

<sup>1</sup>résistance thermique si monté sur PCB sans radiateur (documentation technique)

<sup>2</sup>résistance DC à température maximale

appliquées pour les modèles de HEMTs. Le modèle est comparé aux résultats du logiciel LTSPice® et à des relevés expérimentaux.

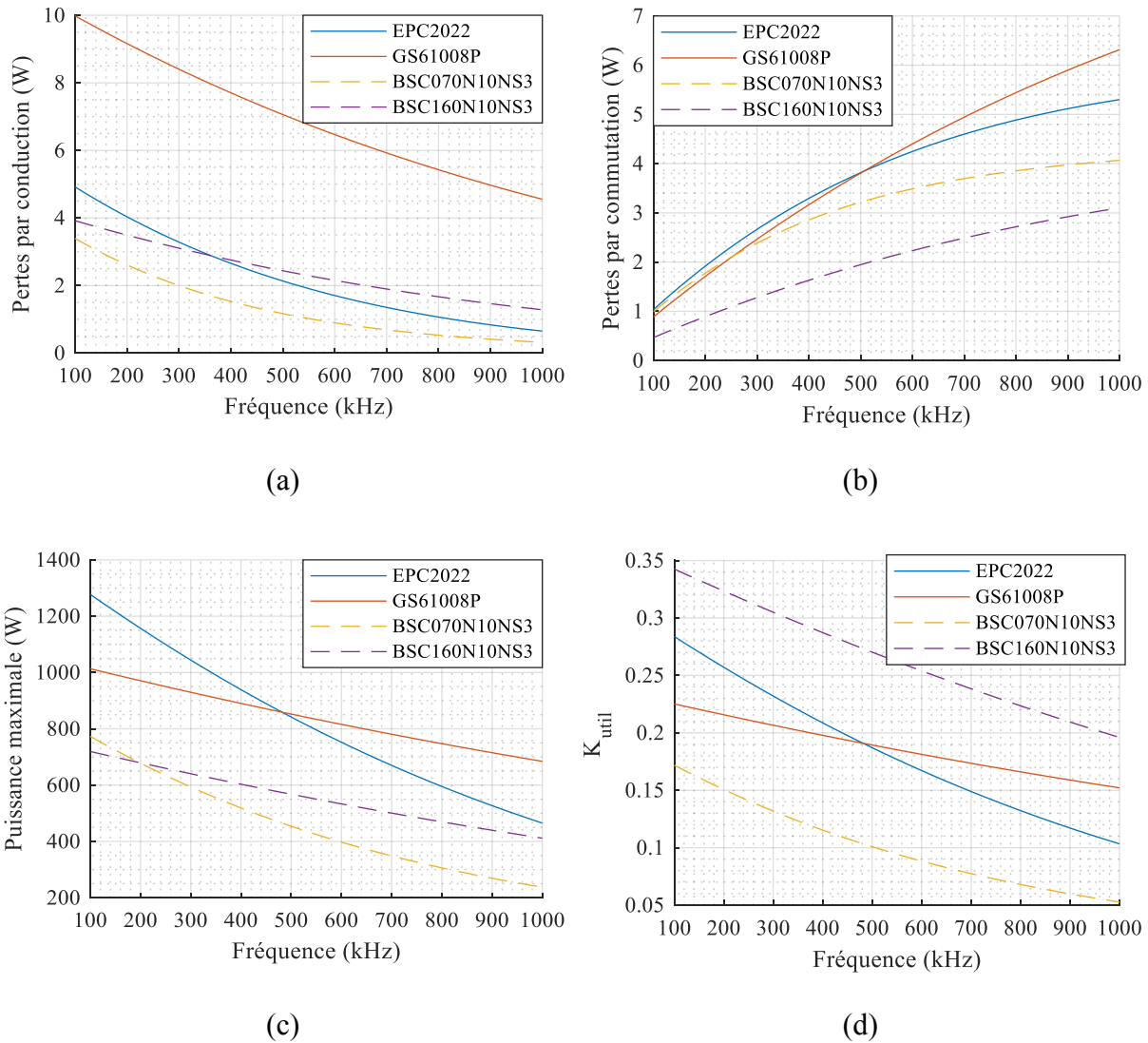


Figure 3-5: Calcul du  $K_{util}$  et des puissances dissipées et transmises pour les différents composants testés.



### 3.2. Modèles électriques

La prédiction du comportement d'un composant est de nos jours très utilisée dans la conception de convertisseurs de puissance. Dans ce but, de nombreuses publications mettent l'emphasis sur les méthodes de modélisation [59] [60] [61] [62]. Certaines publications sont plus détaillées que d'autres et peuvent ainsi être adaptées au travail présenté ici.

Cette partie présente un papier récent sur la modélisation en commutation de HEMTs pour que le lecteur comprenne qu'un travail déjà très important a été fourni par de nombreux chercheurs. Les résultats sont présentés, leur applicabilité discutée et enfin le travail du présent doctorat est situé par rapport à l'existant. Cet important travail est [63] « **An Analytical Switching Process Model of Low-Voltage eGaN HEMTs for Loss Calculation** » de Kangping Wang et. al. Ce papier présente toutes les étapes de modélisation et également les équations finales devant être utilisées. La méthode utilisée fait appel à des équations d'état. Il présente l'avantage de prendre en compte toutes les non-linéarités à température constante. Pour rappel, les composants sont ici en configuration de bras de pont comme illustré à la Figure 2-13.

Les courbes issues du papier sont présentées à la Figure 3-6. Il est possible de constater que les courbes théoriques et pratiques sont très similaires et ont de plus été validées par une revue par les pairs. Ce travail a été appliqué au présent doctorat et les résultats sont présentés à la Figure 3-7. Il est possible de constater ici aussi une forte concordance entre les courbes du modèle cité plus haut et celles obtenues expérimentalement.

Les résultats de l'application de cet article ainsi que l'application présentée ici montrent qu'un travail répondant au besoin de modéliser la commutation en tenant compte des non linéarités et du fonctionnement interne d'un HEMT a déjà été réalisé. Malgré cela, il reste un inconvénient à cette méthode. Elle utilise des équations d'états et les non linéarités rendent le modèle compliqué. Il est donc laborieux de prévoir le résultat pour la surtension, temps de montée ainsi que la fréquence de résonance sans en effectuer tous les calculs donnant les courbes finales. Dans le cas présent, le calcul dure une dizaine de secondes avec l'ordinateur utilisé. Pour pallier à ce problème, la mise au point d'un modèle reposant uniquement sur des effets linéaires est nécessaire pour utiliser des outils permettant de connaître les points clés de la forme d'onde

obtenue sans avoir besoin de la calculer. Un tel modèle est implémenté et testé lors du dimensionnement d'un circuit d'aide à la commutation (*snubber*).

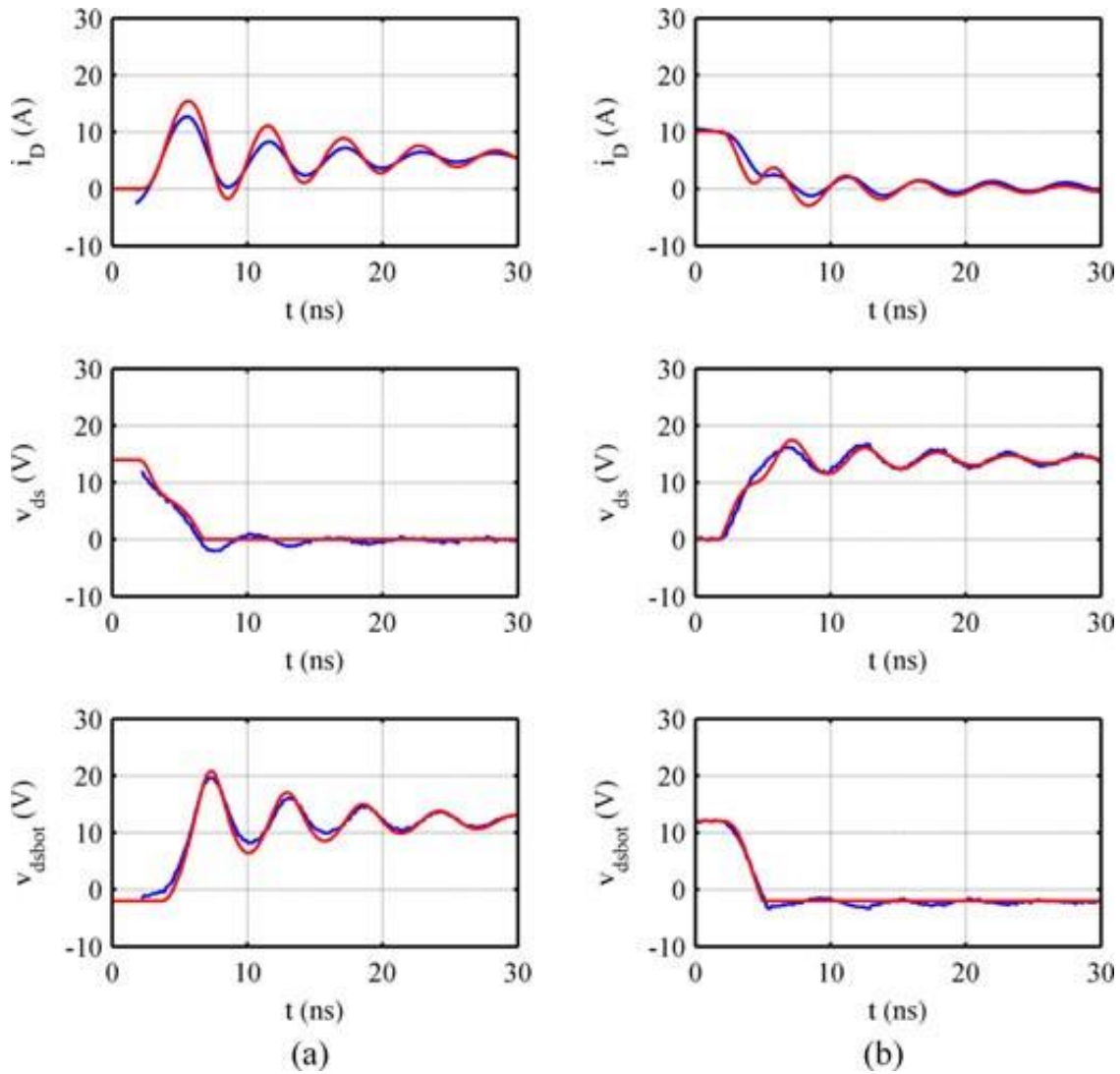
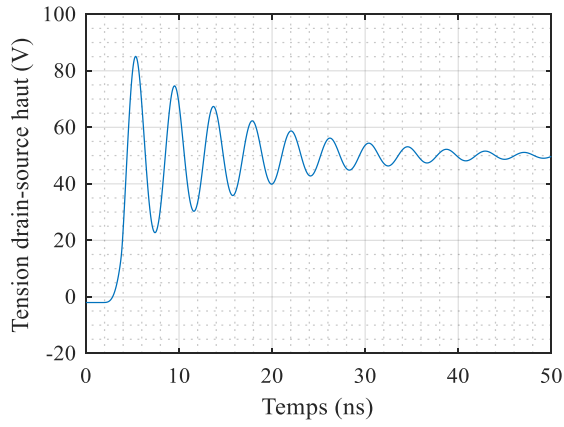
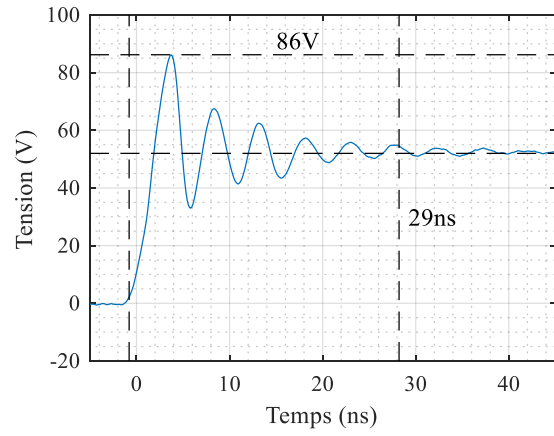


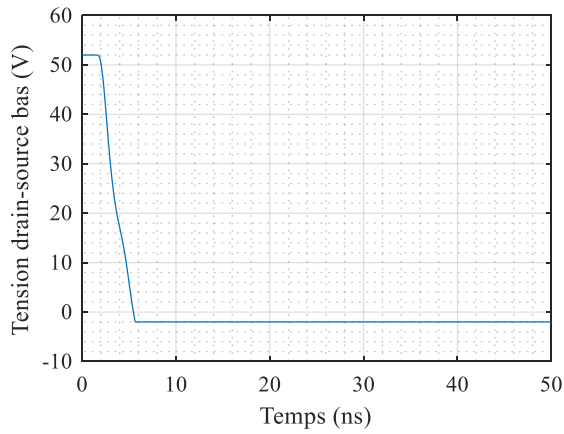
Figure 3-6: Courbes issues de [63] où le bleu représente l'expérience pratique et le rouge le résultat théorique. (a) est pour la fermeture du HEMT, (b) est pour l'ouverture du HEMT



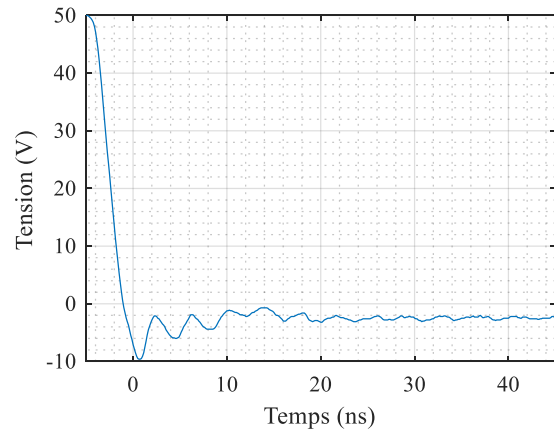
(1.a)



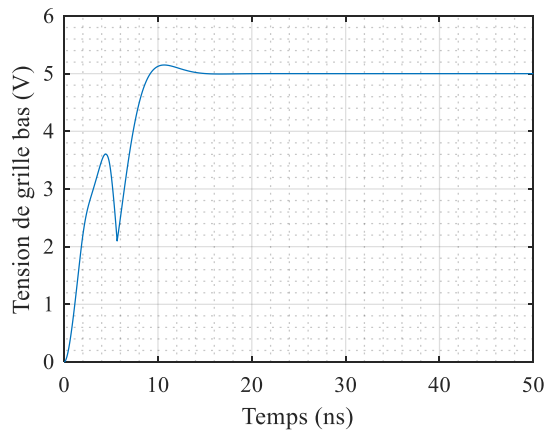
(1.b)



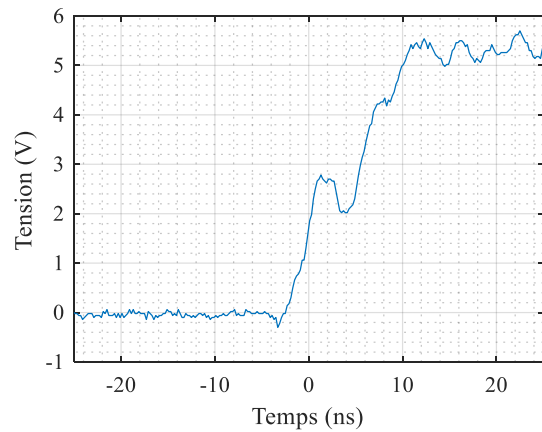
(1.a)



(1.b)



(1.a)



(1.b)

Figure 3-7: Comparaison entre modèle testé et expérimentation de laboratoire (a) présente les courbes obtenues avec l'aide du modèle analytique. (b) sont des mesures de tension obtenues expérimentalement pour le HEMT du bas du bras de pont.

### 3.3. Modélisation de la commutation et circuit d'aide à la commutation

#### a. Topologie de *snubber*

Les *snubbers* visent à limiter la surtension due à la commutation dure tout en limitant les pertes. Pour remplir ce rôle, ce système récupère une partie de l'énergie causant la surtension puis la restitue à la source ou la dissipe. De nombreuses topologies existent et affichent de bonnes performances. Il existe les *snubbers* à récupération d'énergie [64] [65] ainsi que les *snubbers* dissipatifs dont les topologies principales sont RC (résistance-capacité) et RCD (résistance-capacité-diode) [66] [67].

Pour l'étude présentée ici, nous faisons le choix de snubber dissipatif. Ce choix est motivé par différents points. Le premier concerne les pertes, un snubber même à récupération d'énergie aura une dissipation, étant donné la faible énergie à récupérer, le bilan total peut ne pas être pertinent. Le second point concerne l'espace requis. Un dispositif de récupération d'énergie requiert un espace important afin d'intégrer tous les composants nécessaires alors qu'un dispositif dissipatif est plus économe en espace. Etant donné la taille des composants visible à la Figure 1-5, un choix plus économe en espace est préférable. Le dernier point concerne le temps de réactivité. Pour des composants à commutation plus lente, comme les IGBTs, les temps de commutation sont assez longs pour permettre aux éléments du *snubber* à récupération constitué de semi-conducteurs de s'activer pour transférer l'énergie à la source. La technologie utilisée ici étant extrêmement rapide, il est difficile de garantir un temps de réponse suffisant pour la récupération d'énergie. Les topologies dissipatives sont plus simples et plus rapides, étant ainsi plus adaptées au besoin présenté.

La structure étudiée ici est présentée à la Figure 3-8, qui présente le bras de pont avec ses éléments d'imperfection et une cellule RC série (le snubber) en parallèle à chaque HEMT. Bien que le circuit rajouté soit simple, trouver comment le dimensionner de manière à en maximiser l'effet n'est pas une tâche triviale. La méthodologie la plus connue jusqu'à présent est de mettre un premier jeu de valeur pour la cellule RC, puis de mesurer comment la réponse a été modifiée. Ensuite une estimation de valeurs plus adaptées à partir de ce test est faite [68]. Cette technique nécessite plusieurs essais, modification du PCB et constitue une méthode empirique. De plus,

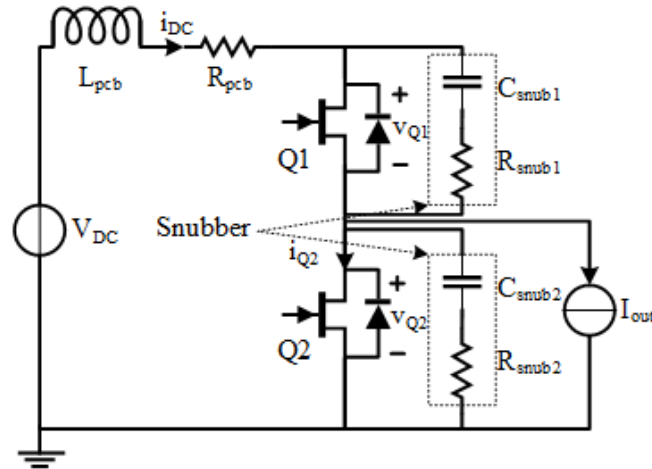


Figure 3-8: Bras de commutation avec les inductances et résistances du PCB. La sortie, considérée comme hautement inductive est modélisée par une source de courant.

cette solution n'est pas satisfaisante en l'état, car il n'y a pas de preuve que la solution finale retenue soit la plus efficace.

Il faut alors trouver une méthode pour étudier la commutation, l'impact du *snubber* sur celle-ci puis, comment trouver le jeu de paramètres donnant la plus grande atténuation de surtension en fonction des pertes générées.

## b. Mise en équation

L'intérêt est porté sur la compréhension de l'impact des propriétés du HEMT et du PCB, ainsi que leur importance dans le dimensionnement du *snubber*. La méthode de modélisation utilisée est basée sur la transformation de Laplace et l'utilisation des paramètres internes du HEMT. Cette mise en équation vise à modéliser le comportement du composant de puissance lors d'une commutation et à trouver les paramètres permettant un calcul de *snubber* optimal.

Dans la topologie étudiée, les HEMTs fonctionnent de façon complémentaire et, un temps mort existe entre chaque commande de fermeture. Nous considérons ici que la charge ne consomme pas de courant. Cette hypothèse repose sur deux raisons, la première est que l'énergie emmagasinée dans l'inductance de la boucle de puissance de 1 nH est faible (200 nJ pour un courant de 20 A) si on la compare à la charge du condensateur  $C_{oss}$  interne au HEMT à la tension

d'utilisation visée (1.06  $\mu\text{J}$  à 50 V pour le composant EPC 2022). La deuxième, est que les tests pratiques ne montrent pas d'influence notable du courant de sortie sur la surtension.

En utilisant le modèle de la Figure 2-13 (b) et en intégrant la présence de temps morts durant lequel la tension de grille est à 0 V, un HEMT peut être représenté par la Figure 3-9. Les résistances internes du HEMT ne sont pas prises en compte étant donné la faible valeur de  $C_{GD}$  comparée à  $C_{DS}$  qui lui est environ 10 fois supérieure. Les résistances de drain et de source ( $R_D$  et  $R_S$ ) sont également négligées étant donné leur faible valeur comparativement aux paramètres du *snubber* qui sera ajouté. Ainsi, afin d'obtenir un modèle linéaire,  $Q2$  est modélisé par sa capacité interne  $C_{ossQ2}$ .

Le système à étudier devient alors celui présenté à la Figure 3-10 (a). La résistance interne du HEMT étant très faible, il est alors possible de considérer le *snubber* de  $Q1$  passant comme non existant. Le modèle final étudié est donc celui illustré à la Figure 3-10 (b) et ne s'intéresse qu'au moment de l'ouverture de l'interrupteur du bas d'un bras de pont. L'équation (3-6) dont le détail est en annexe donne la tension du transistor  $Q2$  à son ouverture. Cette équation est du troisième ordre, car trois éléments de stockage d'énergie sont présents :  $L_{pcb}$ ,  $C_{snub2}$  et  $C_{ossQ2}$ .

$$\frac{V_{Q2}(s)}{V_{DC}(s)} = \frac{\tau_{sn}s + 1}{\frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2}s^3 + \left[ \tau_{sn}C_{ossQ2}(R_{pcb} + R_{Q1}) + \frac{1}{\omega_T^2} \right]s^2 + [\tau_{sn} + \tau_T]s + 1} \quad (3-6)$$

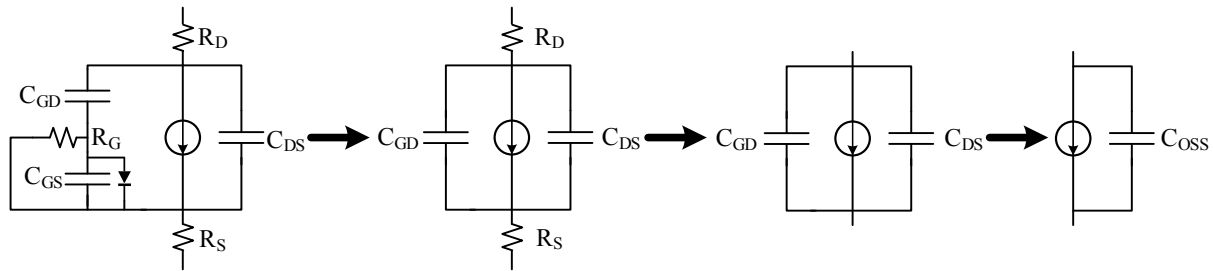


Figure 3-9: Simplification du modèle de HEMT du bas à l'ouverture

Avec :

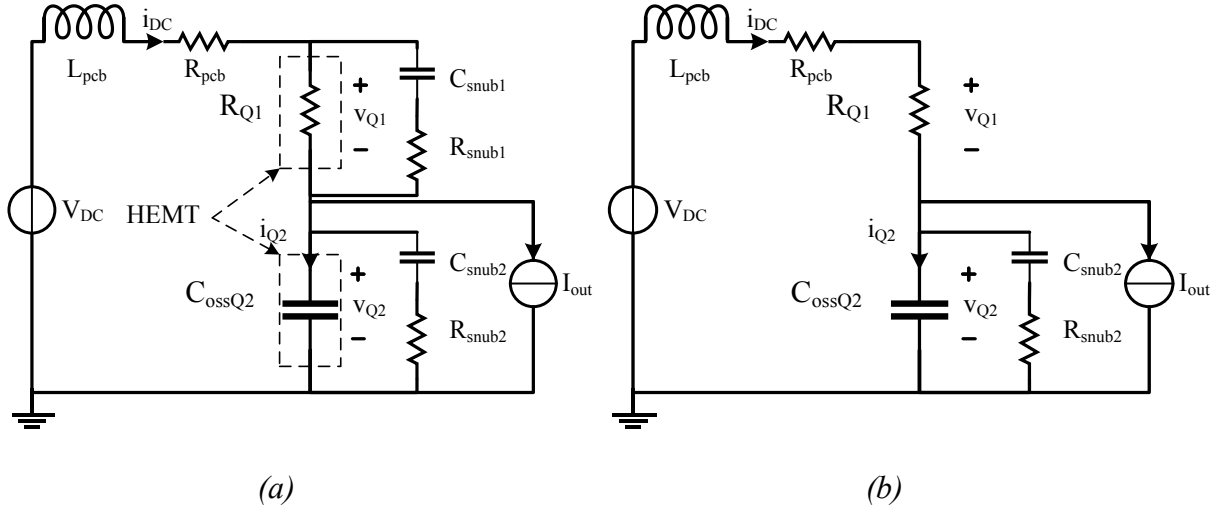


Figure 3-10: Modèle simplifié étudié (a) Modélisation avec les HEMTs remplacés par leur modèle en conduction et ouvert (b) Modèle final avec le snubber du transistor du haut ignoré dû à la faible résistance interne de  $Q1$ .

$$\tau_{sn} = R_{snub2} C_{snub2} \quad (3-7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{pcb} C_{ossQ2}}} \quad (3-8)$$

$$\tau_T = (R_{pcb} + R_{Q1})(C_{ossQ2} + C_{snub2}) \quad (3-9)$$

$$\omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_{pcb} (C_{ossQ2} + C_{snub2})}} \quad (3-10)$$

La fermeture de l'interrupteur du haut du bras de pont est modélisée par une source de tension dont la valeur évolue selon une rampe dont le temps de descente correspond au temps de fermeture réel du composant. Cette source de tension étant en série avec la tension de bus  $V_{dc}$ , il est possible de les additionner comme à la Figure 3-11.

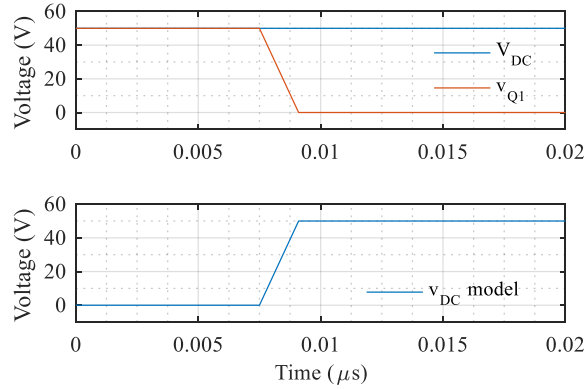


Figure 3-11: Combinaison des tensions de bus  $V_{dc}$  et de la tension de  $Q1$ , permettant de modéliser la fermeture du HEMT à l'aide d'une source fictive ( $v_{dc}=V_{DC}-v_{Q1}$ ).

La première étape de validation de ce modèle se fait en comparant (3-6) avec le résultat d'une simulation Spice® utilisant un modèle fourni par le fabricant EPC [69].

La validation se fait en deux temps, premièrement le snubber est considéré inactif, dans le deuxième temps, celui-ci est considéré actif. Ainsi, il est possible de conclure sur la validité du modèle dans ces deux conditions. Le but est de savoir si cette modélisation avec les simplifications effectuées est représentative de la réalité. De cette façon, il est possible d'en extraire des informations utiles pour comparer les performances (surtension, ondulation de tension, temps de montée) avant et après application du *snubber*.

Pour considérer le snubber inactif, une très haute valeur est attribuée à  $R_{snub}$ . Cette valeur correspond physiquement à une résistance non soudée sur le PCB. Le temps de chute de la tension de  $Q1$  utilisé dans la modélisation linéaire vue à la Figure 3-11 avec (3-6) est de 1.6 ns après l'avoir mesuré dans Spice®. Le résultat visible à la Figure 3-12 montre une très bonne estimation de la surtension avec le modèle linéaire lors de l'ouverture du HEMT du bas du bras de pont. La surtension est très proche de celle obtenue avec Spice® avec une erreur de 1.4 V et une erreur sur le temp d'établissement de 57 ns. Ces erreurs peuvent trouver leur source dans l'estimation de  $C_{oss}$ . L'utilisation d'un modèle linéaire pour représenter un système hautement non-linéaire introduit également des inexactitudes. Des tests pratiques sont présentés par la suite pour confirmer la validité du modèle mis au point ici.



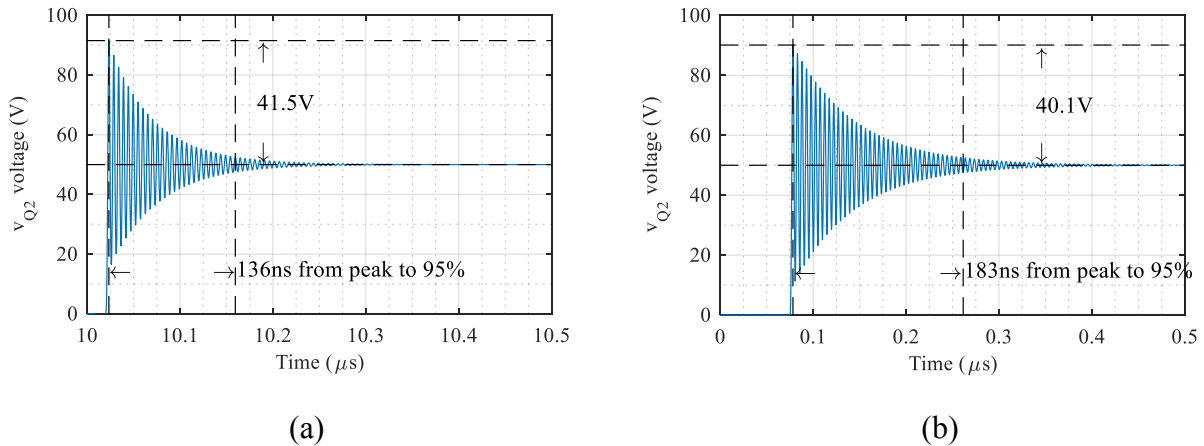


Figure 3-12: Résultats de simulation du composant EPC2022 avec une inductance de boucle de 0.77nH (a) simulation Spice® et (b) Utilisation de (3-6) dans Matlab®

La seconde validation sera effectuée après le calcul du *snubber*.

### c. Calcul du *snubber*

L'équation (3-6) est difficile à analyser pour extraire des informations telles que fréquence de résonance, amortissement ou dépassement. Cependant, il est possible de recourir à des outils d'étude d'automatique linéaire afin d'en extraire les variables d'intérêt. Pour cela, l'équation est mise sous la forme d'un système bouclé visible à la Figure 3-13 dont la fonction de transfert est (3-11). Cette forme permet d'étudier la fonction de transfert en boucle ouverte  $G(s)H(s)$ , permettant ainsi d'avoir accès à la marge de phase, donnant la surtension. (3-12) et (3-13) donnent les fonctions de transfert  $G(s)$  et  $H(s)$  correspondant au problème énoncé ici.

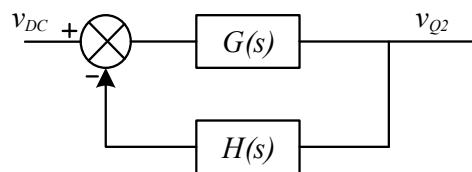


Figure 3-13: Boucle fermée utilisée pour l'analyse de (3-6).

$$\frac{v_{Q2}}{v_{DC}} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (3-11)$$

$$G(s) = \frac{\tau_{sn}s + 1}{s^2 \left( \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} s + \tau_{sn} C_{ossQ2} (R_{pcb} + R_{Q1}) + \frac{1}{\omega_T^2} \right)} \quad (3-12)$$

$$H(s) = \frac{(\tau_{sn} + \tau_T)s + 1}{\tau_{sn}s + 1} \quad (3-13)$$

Il est maintenant possible d'analyser la fonction de transfert en boucle ouverte  $G(s)H(s)$ . L'analyse sans *snubber* se fait en donnant une grande valeur (10 MΩ) à la résistance  $R_{snub2}$ , équivalent à une résistance non connectée physiquement. Cette étape permet de valider la mise en équation sans *snubber* puis avec *snubber*, permettant de valider l'amélioration attendue analytiquement. Le résultat est montré à la Figure 3-14 avec une marge de phase très faible de 1.3°. La Figure 3-15 qui représente le dépassement en fonction de la marge de phase montre que le résultat obtenu avec l'étude en boucle ouverte présente un très fort dépassement, avoisinant les 100%. Ce résultat concorde avec le résultat obtenu à la Figure 3-12.

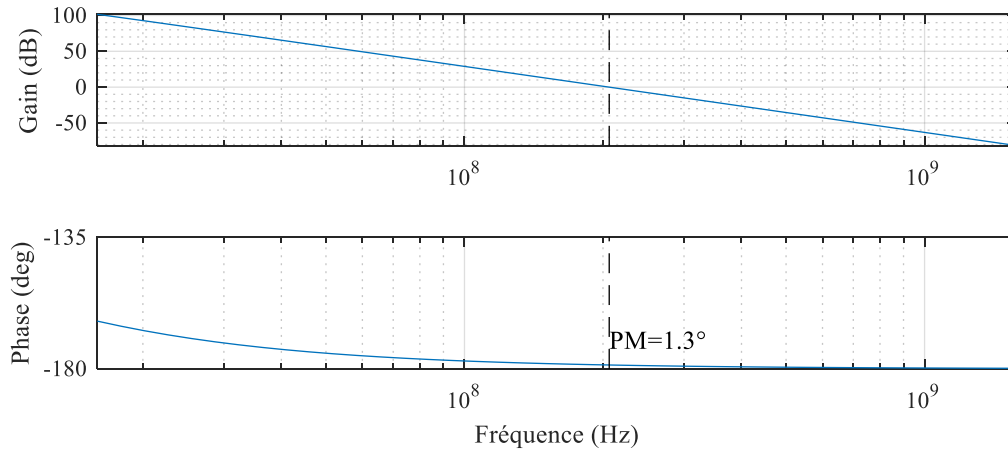


Figure 3-14: Marge de phase de l'analyse en boucle ouverte  $G(s)H(s)$

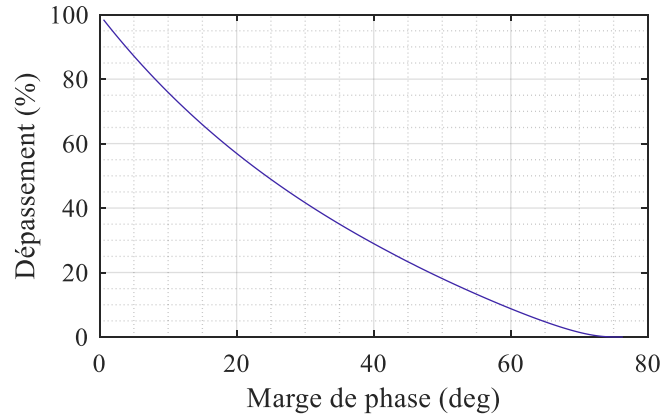


Figure 3-15: Dépassement en fonction de la marge de phase pour l'étude en boucle ouverte d'une boucle fermée.

Il reste maintenant à dimensionner le condensateur et la résistance du *snubber* de façon à obtenir le meilleur profil de commutation possible avec les pertes supplémentaires autorisées. Ici deux éléments sont à dimensionner, le choix est fait de dimensionner le condensateur en premier puisque c'est lui qui détermine les pertes supplémentaires qui sont provoquées avec (3-14). Il est important de noter qu'ici l'énergie provoque des pertes à la charge et à la décharge. Le facteur un demi correspondant à l'énergie contenue dans un condensateur est donc absent.

$$P = f \cdot C_{snub} \cdot V_{DC}^2 \quad (3-14)$$

Le calcul de la résistance se fait en résolvant (3-15), admettant (3-16) pour solution.

$$\left. \frac{\partial \text{Arg}(G(s)H(s))}{\partial R_{snub}} \right|_{\omega=\omega_0} = 0 \quad (3-15)$$

$$R_{snub} = \frac{\omega_0^2 \omega^2 \omega_T}{C_{sn} \left( C_{Q2}^2 R_{tot}^2 \omega_0^4 \omega_T^2 + \omega^2 (\omega_T^2 - \omega_0^2) \right)} \left[ \left( \tau_T - C_{Q2} R_{tot} \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right) \pm \sqrt{\frac{1}{\omega_0^2} \left( \tau_T^2 + \frac{1}{\omega^2} \right) \left( C_{Q2}^2 R_{tot}^2 \frac{\omega_0^4}{\omega^2} + 1 \right) - 2 \frac{1}{\omega^4 \omega_T^2} (C_{Q2} R_{tot} \tau_T \omega_0^2 + 1) + \frac{\omega_0^2}{\omega_T^4 \omega^2}} \right] \quad (3-16)$$

Avec :

$$R_{tot} = R_{Q1} + R_{pcb} \quad (3-17)$$

Il est important de noter que la résistance de snubber calculée va modifier la fréquence de coupure de la boucle ouverte. Il faut ainsi effectuer ce calcul sur plusieurs itérations, chaque fois le couple fréquence-résistance étant différent. Une méthode de détermination des paramètres avec un algorithme bouclé est alors nécessaire, comme présenté à la Figure 3-16. Cet algorithme permet alors de trouver les paramètres du *snubber* en fonction des différentes contraintes imposées (surtension, pertes). La boucle A est utilisée si le critère principal est la surtension. Une limite de pertes peut alors être fixée. La boucle B est utilisée si le concepteur choisit directement les pertes à ajouter, soit en fonction de la température maximale ou en fonction des point de rendements que ces pertes représentent. Enfin, la boucle C est utilisée pour calculer la résistance du *snubber*. La fin du calcul de  $R_{snub2}$  se base sur la différence du résultat entre deux itérations. Le seuil choisi ici correspond à la précision de la résistance, soit 1%.

En appliquant cet algorithme, il est possible d'améliorer la marge de phase obtenue précédemment à la Figure 3-14. Dans cet exemple, la valeur de  $C_{snub2}$  est de 850 pF (i.e.  $C_{snub2} = C_{oss}$ ), donnant une valeur optimale de  $R_{snub2}$  de 1.6  $\Omega$ . Avec ces valeurs, la marge de phase est augmentée à 21°, comme présenté à la Figure 3-17. La comparaison entre la simulation Spice® et le modèle (3-6) dans Matlab® est montrée à la Figure 3-18

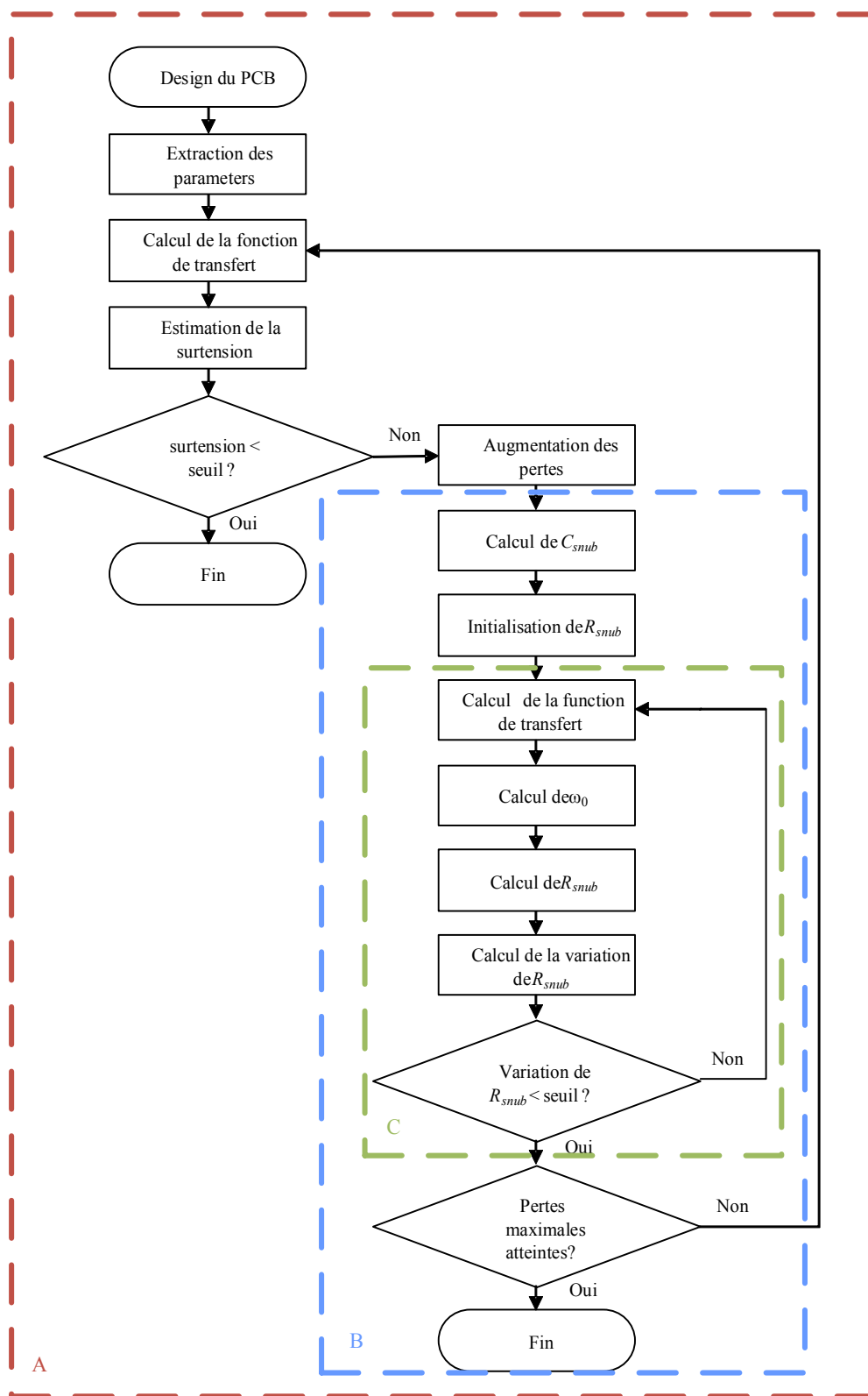


Figure 3-16: Algorithme de détermination du snubber optimal d'un design

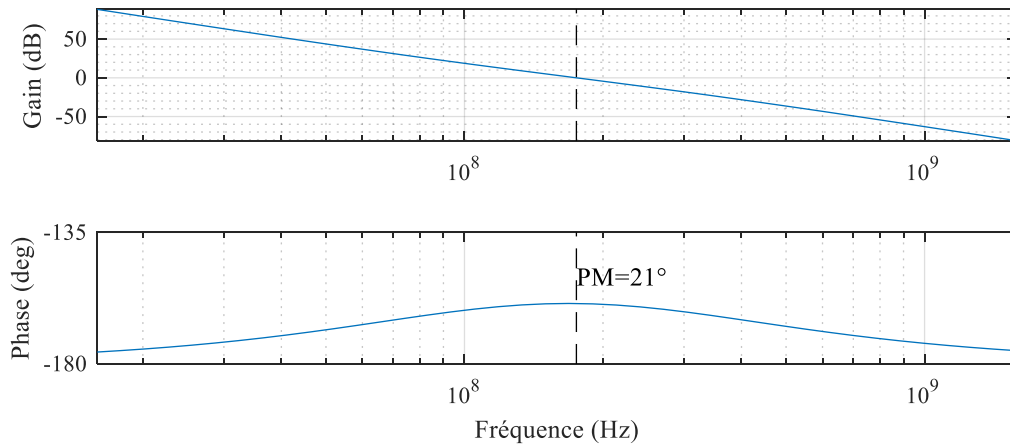


Figure 3-17: Marge de phase de l'analyse en boucle ouverte  $G(s) \cdot H(s)$  avec design de snubber optimal

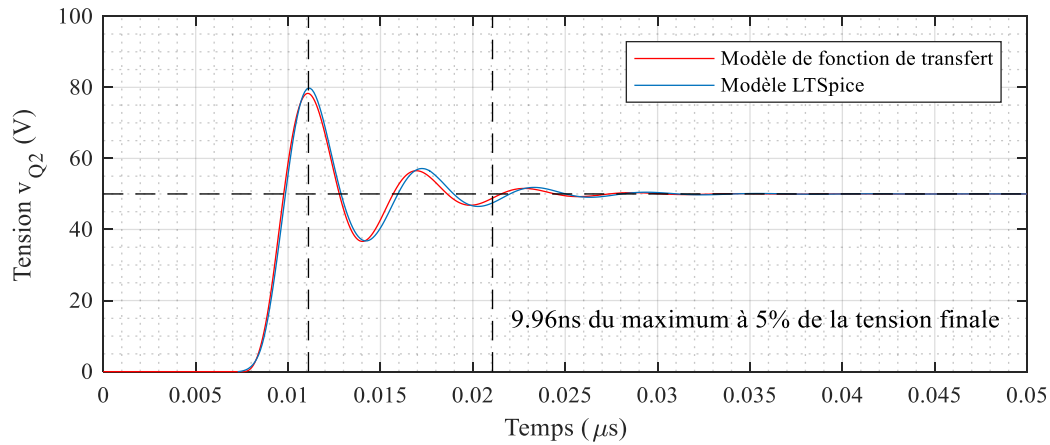


Figure 3-18 : Comparaison entre la simulation Spice® et Matlab® avec les paramètres optimaux du snubber dissipatif avec les mêmes paramètres de circuit qu'à la Figure 3-12

#### d. Validation pratique

La validation pratique est faite avec un prototype utilisant le composant GS61008 de GanSystems. Il est alors possible de mesurer l'impact des imperfections sur le profil de commutation ainsi que l'amélioration apportée par le *snubber*. La formule analytique (3-6) est d'abord utilisée avec les paramètres correspondant au prototype. Sans, puis avec un *snubber*

optimal. Les pertes maximales autorisées sont de 0.6 W, correspondant à la fois à une amélioration significative du profil de commutation et à un faible échauffement supplémentaire. Le résultat obtenu à l'aide de (3-6) est visible à la Figure 3-19.

La surtension passe alors de 40V à 28V avec une oscillation très largement atténuée. Le même *snubber* a été utilisé dans le prototype dont le résultat est présenté à la Figure 3-20. La forme d'onde a été améliorée. La surtension est diminuée de 36 V à 34 V. L'erreur entre la formule analytique et le test de laboratoire est de 4 V sans *snubber* et 6 V avec *snubber*. Ces erreurs peuvent trouver leur source dans les non-linéarités de  $C_{oss}$  qui ne sont pas ici prises en compte. Les incertitudes sur la résistance (1%) et le condensateur (10%) du *snubber* peuvent également influencer la forme d'onde.

L'avantage se situe principalement dans la diminution des oscillations haute fréquence et dans le temps d'établissement plus rapide. Si plus de pertes sont autorisées, la surtension diminuera d'autant plus. Ici le rendement excellent et les faibles pertes indiquent qu'il est préférable d'avoir de faibles pertes ajoutées dans le *snubber*. Ainsi, le rendement ne sera que très faiblement affecté et le composant ne surchauffera pas de manière notable. Ce rendement est détaillé dans le Chapitre 5.

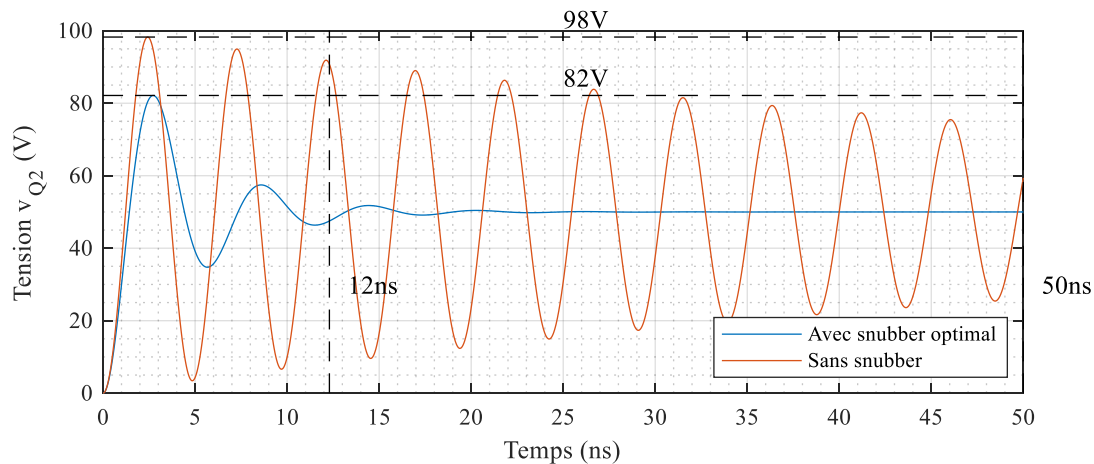


Figure 3-19: Résultat de (3-6) pour le composant GS61008 sans et avec le snubber de  $240\text{pF}$ ,  $4.7\Omega$

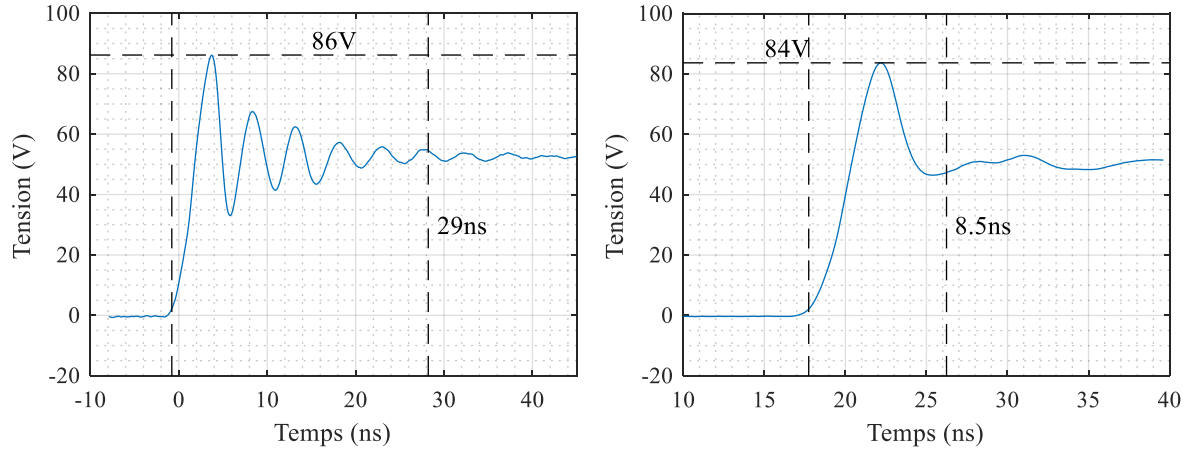


Figure 3-20: Résultat pratique sans et avec snubber avec un prototype utilisant le composant GS61008

### e. Limitations en vitesse de commutation

Lors de l'utilisation d'un semiconducteur tel un HEMT, plusieurs paramètres influencent la vitesse de la commutation de tension. Le principal dont il est question dans la littérature concerne les charges de grilles  $Q_{gd}$  [70]. Le travail mené avec les *snubber* amène à penser que ce modèle n'est pas complet et ne montre pas assez les limites réelles du composant. En reprenant le modèle rappelé à la Figure 3-21, il apparaît que la tension du composant n'est pas directement commandée, elle est la conséquence de la charge des capacités internes et de la coupure du courant. L'inductance de boucle aura un effet limitant sur la charge des capacités. Ainsi, il faut tenir compte de l'inductance totale de la boucle de puissance et de l'influence du snubber qui réduira d'autant le courant disponible pour les capacités internes du HEMT.

Le premier considéré est  $Q_{gd}$ , servant à calculer le temps nécessaire pour que  $C_{gd}$  se charge [70]. Le second à considérer est la charge de la capacité  $C_{ds}$ , qui doit également avoir lieu afin que  $v_{ds}$  atteigne sa valeur finale. Dans un circuit idéal, le courant provenant de la source permet la charge de  $C_{ds}$  sans limite de courant et donc sans temps minimum. Pour  $C_{gd}$ , le courant de charge est défini par la résistance de grille, impactant alors le temps mis par le composant pour atteindre  $V_{dc}$ .



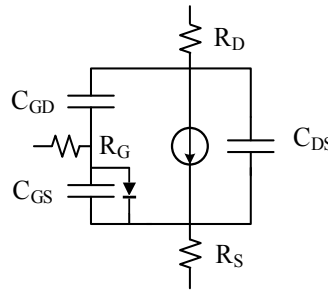


Figure 3-21: Modèle de transistor HEMT

Dans un cas plus réaliste, présenté ici, les imperfections du circuit apportent une limitation au courant chargeant  $C_{ds}$ . Concernant les capacités, les informations se retrouvent dans la documentation technique sous la forme de capacités intermédiaires,  $C_{oss}$  et  $C_{rss}$  ( $C_{rss} = C_{gd}$  et  $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$ ).

Le modèle de commutation (3-6) mis au point pour l'étude du *snubber* permet d'imposer un temps de montée à la tension fictive  $v_{dc}$ . Si on impose un temps de montée nul à  $v_{dc}$ , correspondant alors à un échelon, le temps minimal de charge des capacité internes du composant est obtenu. Celui-ci peut être obtenu de deux façons, soit en simulation, soit en connaissant la fréquence de coupure de l'étude en boucle ouverte. De la même façon, on connaît le maximum de tension grâce à la marge de phase obtenue. Il est alors possible de connaître l'impact des imperfections du PCB sur le temps de commutation et le maximum de surtension. La Figure 3-22 présente les résultats de cette analyse, en utilisant les paramètres du composant EPC2022. Cette étude présente plusieurs résultats pertinents :

- si le temps de montée calculé est plus petit que le minimum alors, le snubber n'impacte pas le temps de commutation calculé avec  $Q_{gd}$  ;
- la valeur choisie de capacité de *snubber* avec sa résistance optimale calculée en tenant compte de l'inductance diminue la surtension d'une valeur quasi constante ;
- le temps de montée est plus faiblement impacté par le *snubber* pour de faibles inductances ;

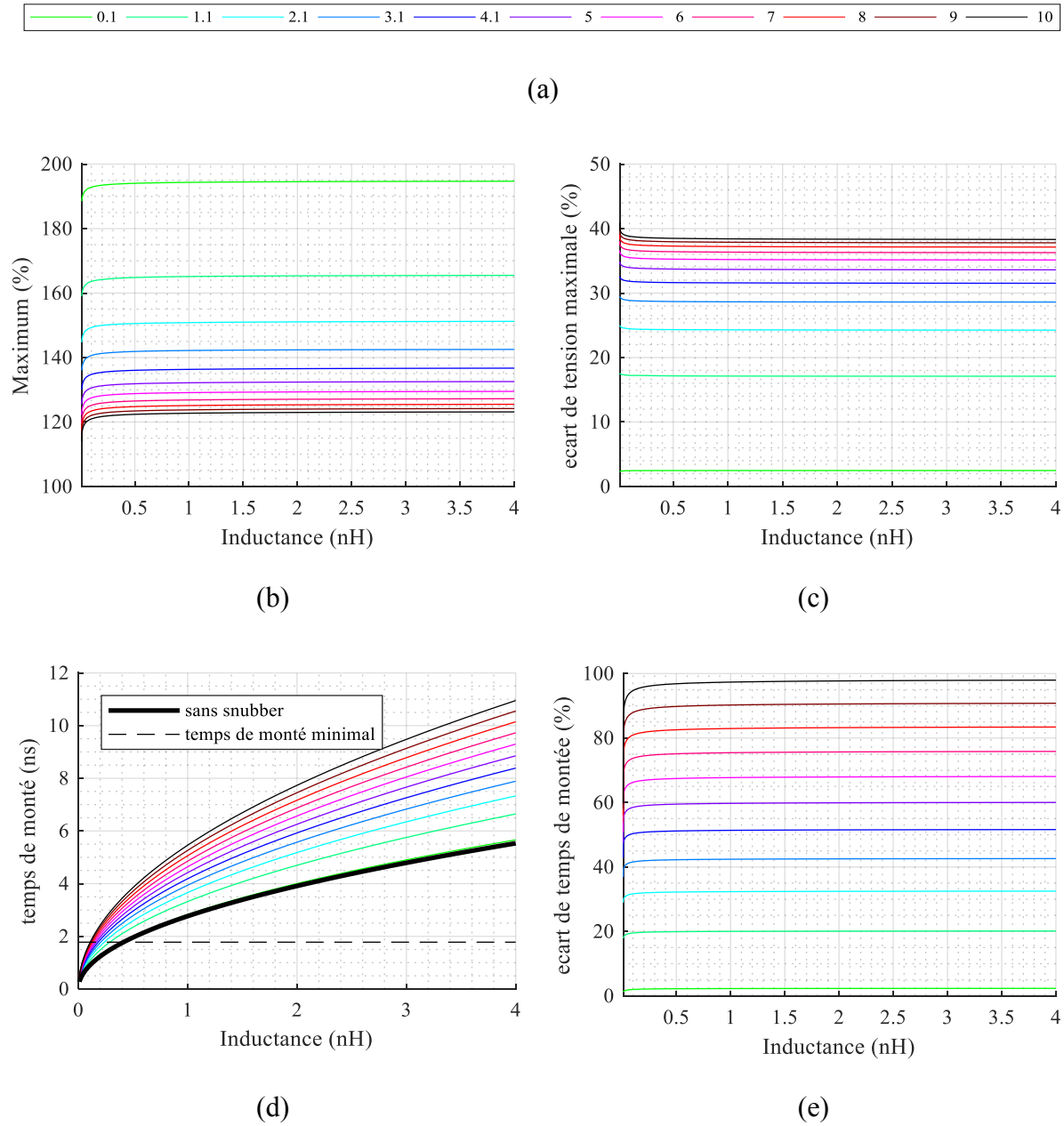
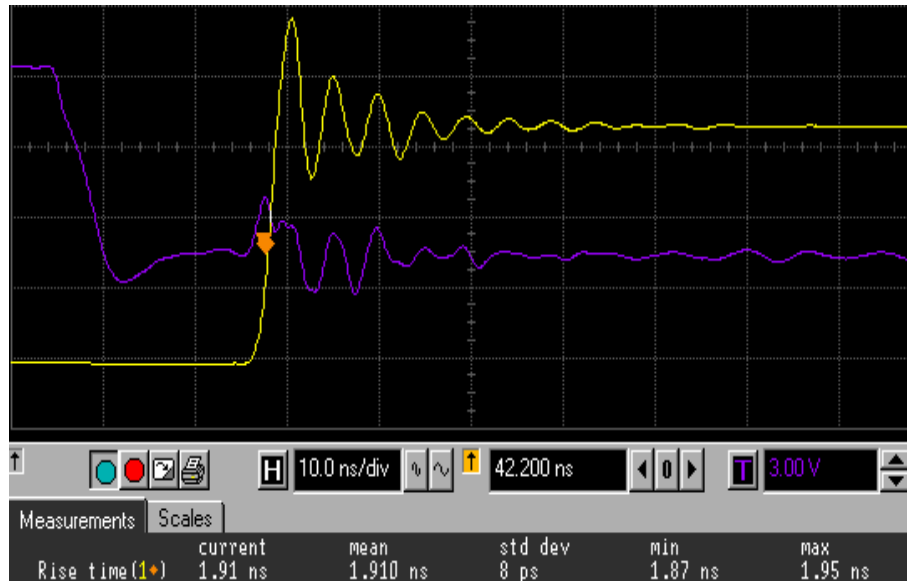


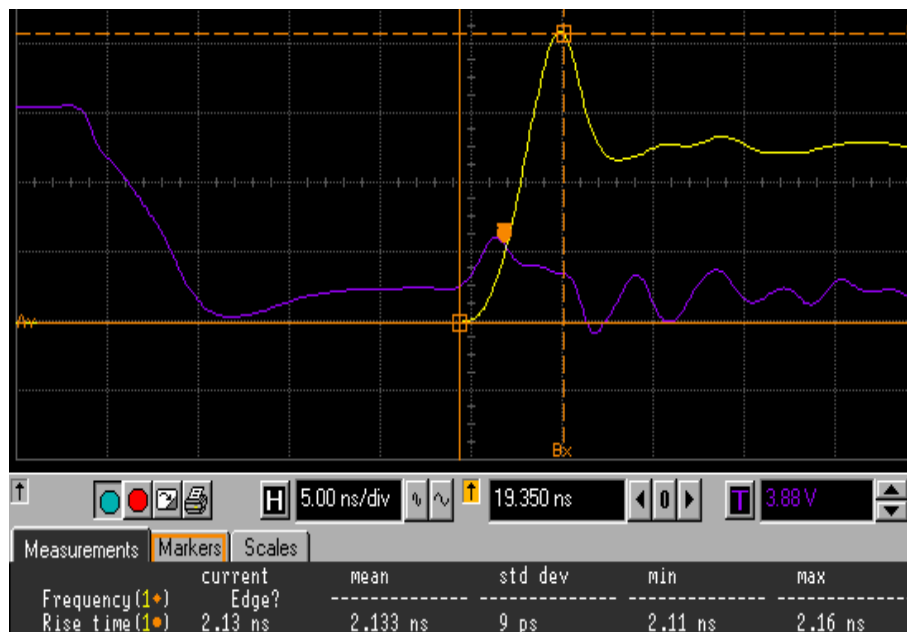
Figure 3-22: Résultat de l'étude de l'impact des paramètres du PCB sur le temps de montée et le maximum de la tension  $v_{ds}$ ,  $R_{pcb}$  fixe à  $20\text{ m}\Omega$  (a) valeur de  $C_{snub}$  en multiple de  $C_{oss}$  (b), (c) : résultat sur l'écart de tension maximale obtenu ;(d), (e) temps de montée et écart obtenu.

Ces résultats montrent que cette technique est plus utile pour de faibles inductances. En effet, dans ce cas de figure, le temps de montée ne sera pas impacté, car toujours égal ou inférieur au temps minimal.

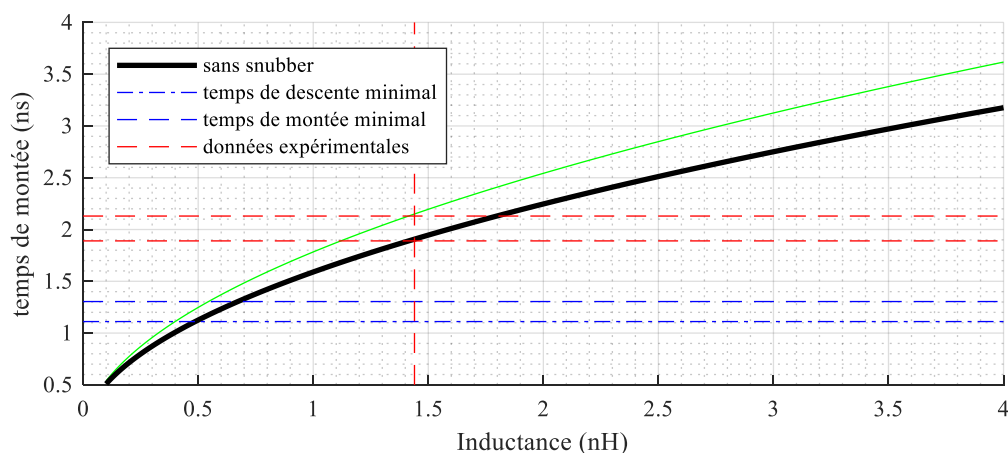
Ces résultats sont validés expérimentalement, comme il est possible de le voir à la Figure 3-23. Le temps de montée passe ainsi de 1.91 ns à 2.13 ns, recoupant les courbes de prévision de temps de montée obtenues théoriquement avec une cellule de commutation utilisée en mode Buck.



(a)



(b)



(c)

Figure 3-23: Temps de montée théorique et expérimental. L'expérimental recoupe la courbe théorique, validant ainsi les impacts de l'inductance de piste ainsi que du snubber. (a) : courbe sans snubber, (b) courbe avec snubber de 220 pF et (c) : courbes de temps de montée calculées sans et avec snubber

Ces renseignements sont utiles pour savoir si l'utilisation du composant se rapproche du cas idéal où seule la résistance de grille intervient dans le calcul du temps de montée. Il permet également de comprendre comment les paramètres du circuit influencent la vitesse de commutation et la surtension maximale. De même, nous connaissons le temps de commutation minimal ainsi que l'écart ajouté entre le cas idéal et le cas réel. Nous sommes donc en mesure de calculer les pertes par commutation supplémentaires engendrées par les imperfections du PCB.

Dans le cas présent, la différence de temps de montée de 0.22 ns occasionne une réduction de courant maximal. Celui-ci passe alors de 21.4 A ( $K_{util} = 0.178$ ) à 20.9 A ( $K_{util} = 0.174$ ) pour une commutation à 1 MHz. Cette variation de capacité en courant est de 2 % alors que la variation du temps de montée est de 11%. Cette faible différence finale en courant maximal avec les avantages apportés par cette technique d'amélioration du profil de commutation permettent de statuer sur un apport total bénéfique à l'utilisation des HEMTs de puissance en ce qui concerne la boucle de puissance ou la densité de puissance est augmentée. Des études complémentaires

---

se révèlent toutefois nécessaires afin de connaître l'impact sur la taille du filtre CEM du convertisseur et donc sur la densité de puissance finale.

## f. Conclusion

Cette étude montre comment dimensionner un *snubber* pour application à la commutation dure. L'utilisation de méthodes d'automatique et un algorithme de recherche de la meilleure solution au problème posé montrent tout le processus mis en place pour le travail présenté ici. Un design de *snubber* est mis au point puis testé à l'aide d'un prototype. Cela permet de valider le travail effectué. Le modèle ainsi que l'essai présentent tous deux une amélioration de leur profil de commutation avec une surtension améliorée et une oscillation devenue quasi-nulle. L'étude de l'impact des paramètres du circuit sur les performances en commutation et surtension permet également de connaître l'impact du PCB et du *snubber* sur les pertes par commutation.

---

## Chapitre 4                    CONSIDERATION DES ELEMENTS IMPARFAITS D'UN CIRCUIT IMPRIME

Comme vu précédemment, l'inductance et la résistance d'un circuit sont d'une grande importance pour le fonctionnement d'un bras de pont. En les connaissant, il est possible d'estimer surtension, temps de montée minimal ainsi que les réglages du *snubber* à implémenter.

L'inductance dont il est ici question est illustrée à la Figure 4-1 en rouge et est maintenant le centre d'intérêt de ce chapitre. Plusieurs méthodes d'implémentation physique existent. Chacune présentant des aspects et caractéristiques différentes, il est nécessaire de les comparer dans le cas où elles sont appliquées aux mêmes composants. Les principales topologies trouvées dans la littérature sont le U, le U blindé, la 3D-1 ainsi que la 3D-2. Bien qu'il soit possible d'en trouver des références, la littérature lue ne fournit aucun comparatif de performance. De plus, aucune information n'est disponible sur les méthodes de mise en équation ou sur l'erreur de formules simplificatrices communément utilisées. Dans le cas présent, chacune est simulée à l'aide de l'outil numérique Magnet ® dans un cas d'utilisation avec le même composant, le HEMT GS61008P. Les résultats sont comparés pour différentes fréquences d'utilisation et espacements de couches de PCB. La topologie présentant les caractéristiques inductives les plus intéressants est étudiée en détails de manière analytique. Une comparaison avec une formule qu'il est possible de trouver dans l'état de l'art montre la meilleure précision du travail effectué pour une plus grande plage de dimensions.

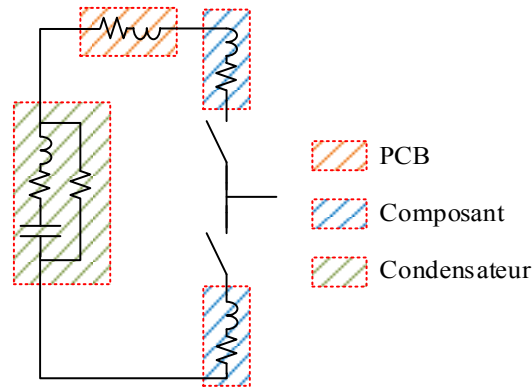


Figure 4-1: Rappel du positionnement des éléments indésirables d'une boucle de commutation

## 4.1. Recherche de la topologie de boucle adaptée à la conversion de puissance

De nombreuses topologies d'implémentation sur PCB de boucle de puissance existent. De nombreuses ne sont pas optimisées ou répondent à un besoin très spécifique. Nous présentons ici des topologies optimisées visant à minimiser l'inductance de boucle. Elles font l'objet de simulation numériques et un tableau résumant les points forts ainsi que les désavantages de chaque topologie.

### a. Topologie en U (2D)

La topologie en U a fait l'objet de publications avec [71] et [72] et est présentée à la Figure 4-2. Ce design vise à obtenir une boucle de puissance de surface la plus faible possible sur une unique face du PCB. Cette solution est facile à implémenter et, présente les avantages de coût et de fabrication d'un circuit à une seule face. Le chemin résistif possède une faible résistance  $R_{pcb}$ . Cependant, l'inductance de boucle  $L_{pcb}$  représente un chemin de concentration du champ ainsi que du courant dans le cas de forts  $di/dt$  lors du découpage du courant. Cette concentration est due au flux dont la surface de calcul se situe au centre du U et donc à un courant réparti non uniformément dans les pistes en cuivre. La densité de courant  $J$  ainsi que la distribution du champ  $H$  ont été calculé par simulation numérique avec MagNet®, le résultat est visible à la Figure 4-3.





amenant à un échauffement inégal, ce qui peut être un problème quant à leur durée de vie. Les résultats de la boucle présentée à la Figure 4-3 sont  $L_{PCB} = 8.97 \text{ nH}$  et  $R_{PCB} = 2.26 \text{ m}\Omega$ .

Une version optimisée de cette topologie existe, visible à la Figure 4-4. Elle fonctionne avec un PCB multicouche. Une couche de blindage est ajoutée sous la topologie en U et, lorsqu'un flux variable apparaît lors de la circulation de courant dans la boucle de puissance, un courant apparaît dans la couche de blindage, créant un second flux annulant partiellement le premier. Cette contre réaction vient ainsi diminuer l'inductance totale. Cependant, il possède le désavantage de dépendre de la fréquence du courant de la boucle de puissance et, enlève l'avantage d'un circuit sur une seule face tout en ne permettant pas de complètement rééquilibrer le courant dans la boucle. La simulation numérique de cette version avec un espacement de  $200\mu\text{m}$  est présentée à la Figure 4-5. L'inductance obtenue est ici de  $1.28 \text{ nH}$  et la résistance  $R_{PCB}$  vaut  $3.51 \text{ m}\Omega$  pour un courant de  $1 \text{ MHz}$ , le blindage fonctionne.

Cette méthode apparaît alors comme un bon choix s'il n'est pas possible d'utiliser des *vias* ou si une unique couche de cuivre est disponible. Elle n'apparaît pas optimale pour une commutation haute fréquence où la connaissance des paramètres du circuit imprimé est primordiale et un échauffement uniforme souhaité. Le Tableau 4-1 Résume les avantages et inconvénients de cette structure.

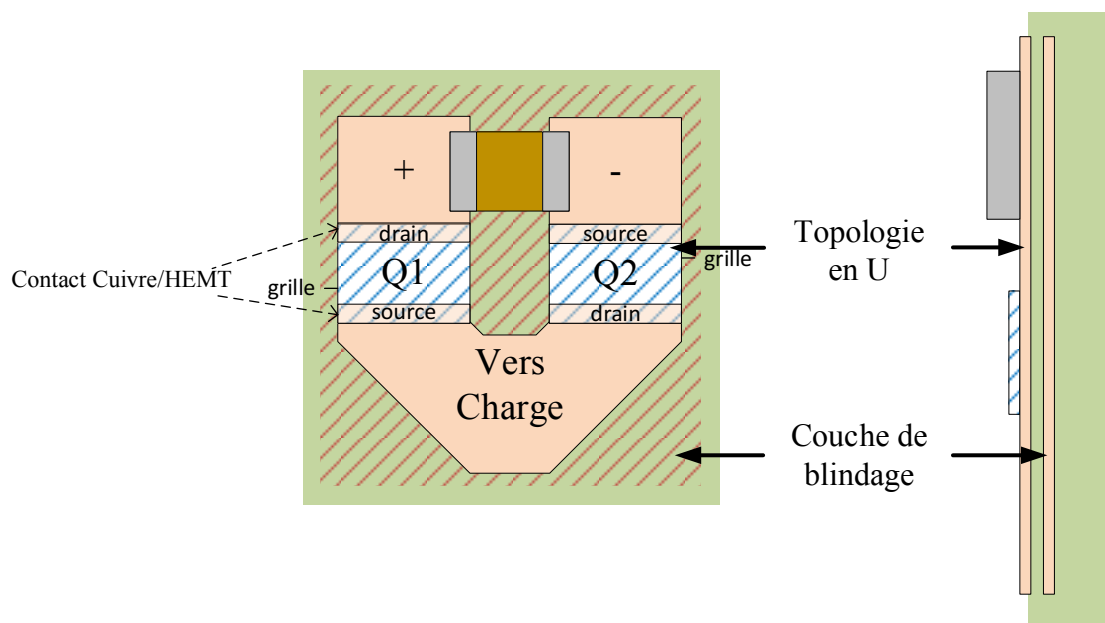


Figure 4-4: Topologie en U avec couche de blindage

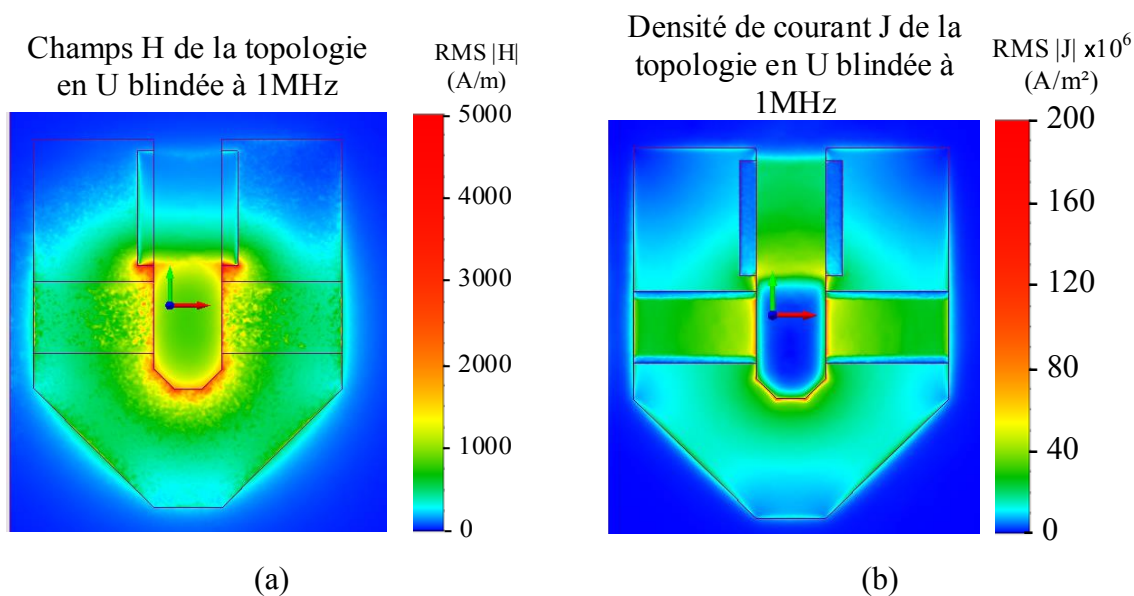


Figure 4-5: Résultats du blindage pour la topologie en U pour un courant de 10A circulant avec une forme sinusoïde de 1 MHz avec les mêmes dimensions que précédemment.

Tableau 4-1: Avantages et inconvénients de la topologie en U

Avantages	Inconvénients
Pas de vias dans la boucle de puissance	Inductance élevée sans blindage
Composants sur une unique face	Déséquilibre spatial du courant
	Grilles des composants opposées
	Inductance dépendante de la fréquence du courant
	Courant circulatoire (échauffements)
	Surface occupée importante

### b. Dessus-Dessous (3D-1)

Cette méthode vise à créer des plans de symétrie pour le passage du courant. Cela se fait en utilisant les deux faces du PCB pour conduire le courant. Le flux circule alors à travers un plan orthogonal aux PCB, créant un flux réduit. Cette topologie est illustrée à la Figure 4-6. Comme deux couches sont utilisées, une attention particulière doit être portée à leurs connexions. L'utilisation de vias est difficile, car, elle introduit une incertitude sur le procédé de fabrication et donc, sur le résultat final. Dans le cas présent, une autre méthode est utilisée, Un grand via

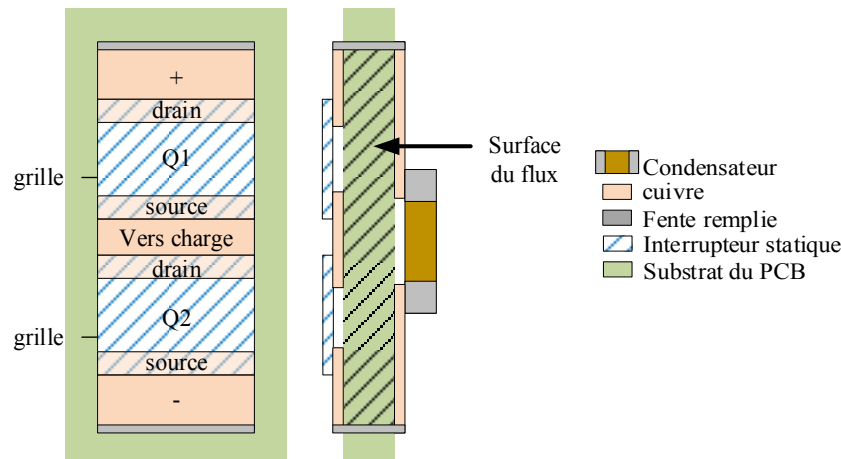


Figure 4-6: Topologie en Dessus-Dessous pour un bras de pont à deux interrupteurs de puissance 7.5 mm de large, 14.5 mm de haut et l'espace est de 1.6 mm

allongé faisant la largeur du conducteur et présentant un trou de 0.5 mm de haut est utilisé. Celui-ci est par la suite rempli de soudure, permettant de le considérer comme un conducteur métallique.

Les résultats de simulation numérique sont présentés à la Figure 4-7, avec une épaisseur de PCB standard de 1.6 mm et un courant de 10 A circulant à 1 MHz. Le résultat est une inductance  $L_{pcb}$  de 3.00 nH et une résistance  $R_{pcb}$  de 1.9 mΩ. Le résultat de la simulation montre que le champ magnétique est concentré entre les deux couches conductrices, permettant un rayonnement moins important qu'avec d'autres configurations. Le courant est quant à lui réparti de manière uniforme sur la largeur des conducteurs, permettant alors une utilisation optimale du cuivre. Le résultat de cette topologie est donc en demi-teinte avec un résultat fixe et prévisible quelle que soit la fréquence de commutation utilisée ainsi qu'une forme de boucle plus compacte. Cependant, la valeur d'inductance obtenue est plus grande qu'avec la topologie en U blindée. De plus, la présence de composants sur les deux faces du PCB pose la question de la complexité d'assemblage et de l'impact de l'utilisation de *vias* pour la circulation de forts courants. Les avantages et inconvénients sont résumés dans le Tableau 4-2.

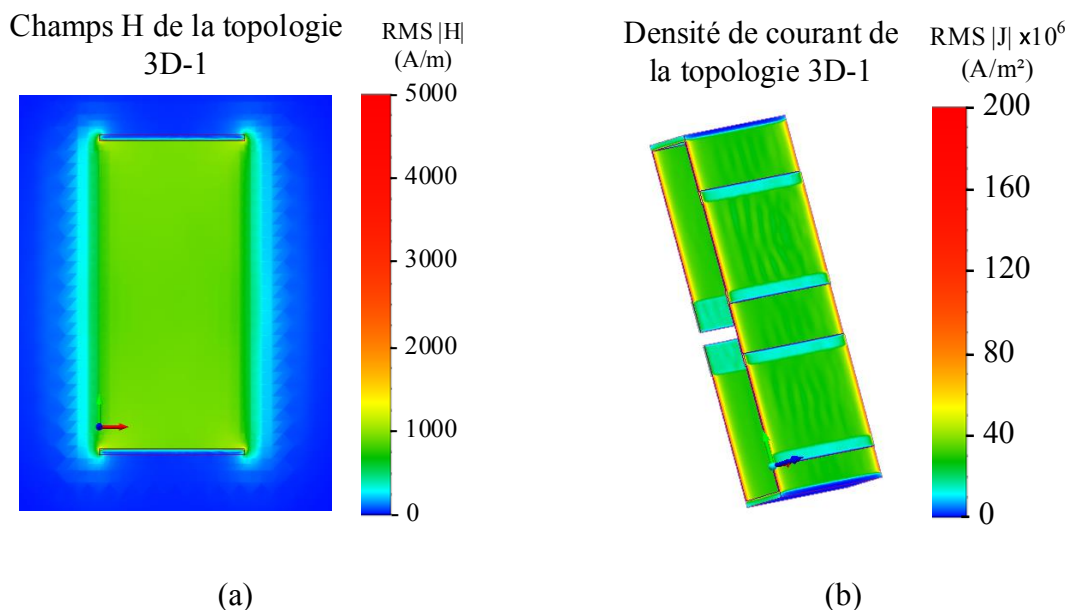


Figure 4-7: Résultat de la simulation numérique pour la densité de courant et le champs magnétique H. 7.5 mm de large, 14.5 mm de haut et 1.6mm d'épais

Tableau 4-2: Avantages et inconvénients de la topologie 3D-1

Avantages	Inconvénients
Inductance fixe	Inductance élevée par rapport à la topologie en U
Equilibre spatial du courant	Composants de deux côtés
Grilles des composants du même côté	
Confinement du champ H	

### c. Boucle interne (3D-2)

Cette méthode est une version améliorée de la topologie précédente (3D-1). Ici une couche de cuivre interne est utilisée pour le retour du courant au lieu de la seconde face externe du PCB. L'avantage est de s'affranchir de l'épaisseur du PCB en multipliant les couches internes tout en gardant les avantages de la symétrie et de la concentration de flux de la topologie précédente. Cette topologie est représentée à la Figure 4-8 et montre que la surface de la boucle est réduite d'autant que l'espace entre la couche supérieure et interne est faible. La simulation d'un PCB

de 1.6mm avec deux couches internes est présentée à la Figure 4-9 et présente les mêmes avantages qu'à la Figure 4-7 avec un courant équitablement réparti dans le conducteur et un flux contenu entre les couches conductrices. L'inductance  $L_{pcb}$  obtenue dans le cas présent, avec les couches espacées de 200  $\mu\text{m}$  est de 0.81 nH et la résistance  $R_{pcb}$  est de 2.21 m $\Omega$ . La valeur d'inductance est la plus faible de toutes les topologies testées. Cette solution est retenue pour la suite du travail. Ses nombreux avantages comparativement aux solutions précédentes en font un choix optimal pour l'utilisation avec des HEMTs en commutation. Il existe cependant un désavantage concernant l'utilisation de drains thermiques. Pour pallier a cette difficulté, des composants avec la surface d'échange thermique située sur leur face supérieure sont utilisés. Ainsi il toujours possible d'extraire efficacement la chaleur des composants.

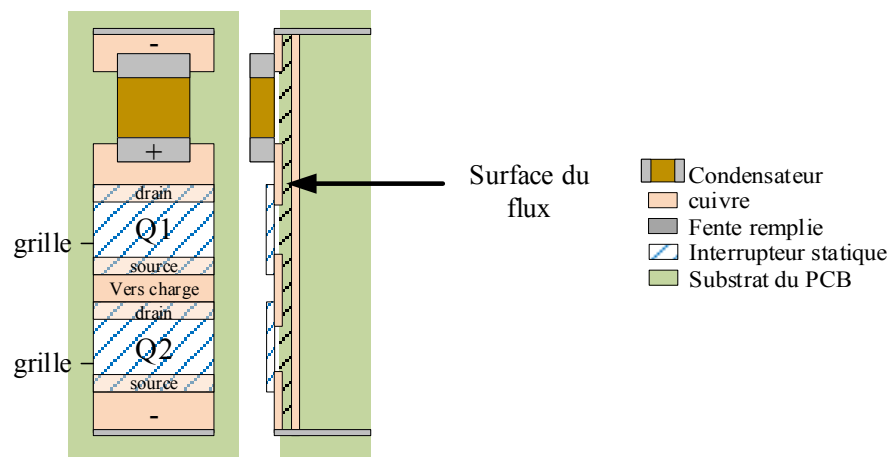


Figure 4-8: Topologie de la boucle interne pour un bras de pont à deux interrupteurs de puissance

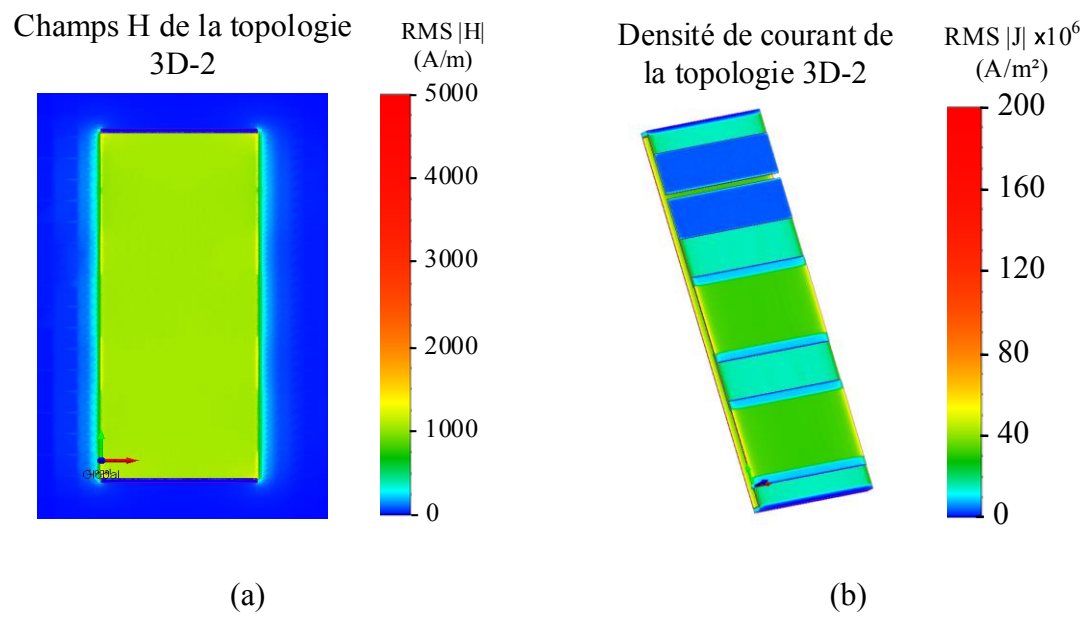


Figure 4-9: Résultat de simulation pour la topologie 3D-2 avec un espace entre couches de 200  $\mu m$ .

Les avantages et inconvénients de cette topologie sont présentés au Tableau 4-3. La Figure 4-10 présente graphiquement les résultats de simulation numériques pour les différentes topologies évoquées.

Les inductances et résistances présentées indiquent que la topologie 3D-2 possède le plus d’avantages. Son inductance est constante, sa résistance est faible et, la place sur le PCB est plus faible que la topologie en U. La suite du chapitre porte sur l’étude de cette topologie en considérant les aspects magnétiques, inductifs et résistifs des pistes en cuivres. Enfin, une méthode de calcul d’inductance rapide à implémenter est présentée.

Tableau 4-3: Avantages et inconvénients de la topologie 3D-2

Avantages	Inconvénients
Inductance fixe	PCB multi couches
Equilibre spatial du courant	
Grilles des composants du même côté	
Confinement du champ H	
Inductance minimale	

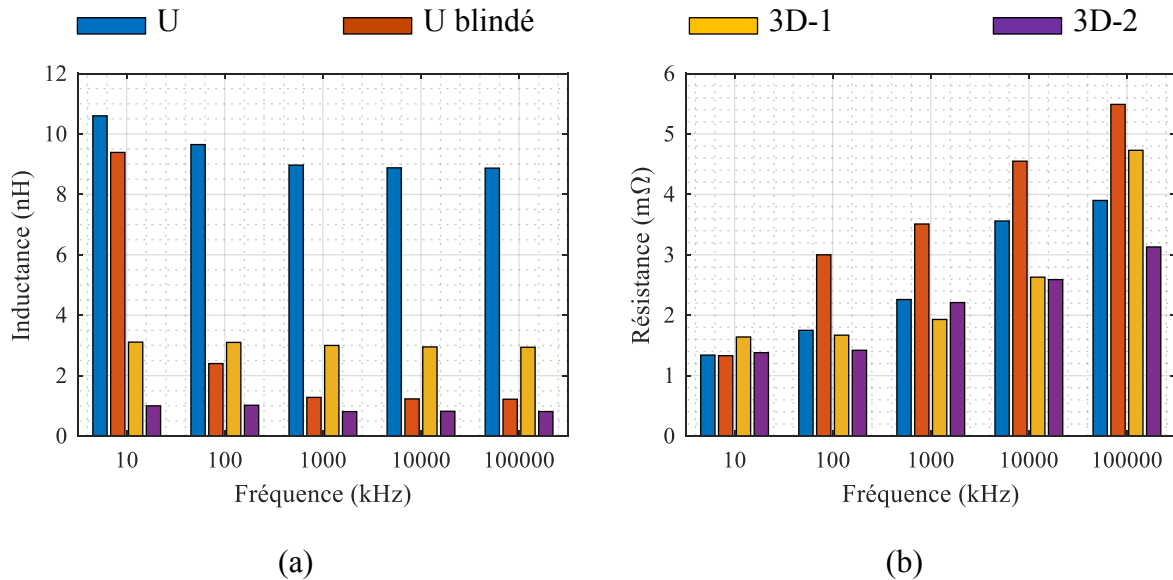


Figure 4-10: Résultat de simulation pour les différentes topologies présentées appliquées à des composants de taille égale en régime établi. L'écart entre le U et son blindage est de 200  $\mu\text{m}$ . L'espace pour la 3D-2 est de 200  $\mu\text{m}$

## 4.2. Effet de peau et de proximité

Tout courant crée un champ électromagnétique, celui-ci influence alors la répartition du courant dans son conducteur. Dans cette étude, des courants à différentes fréquences interviennent. Ils sont dus au découpage, mais également aux oscillations lors de l'ouverture et fermeture des interrupteurs de puissance ainsi qu'aux temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Dans de telles circonstances, le courant alternatif sera concentré sur la périphérie du conducteur. Cet effet dit « effet de peau » est illustré à la Figure 4-11 avec  $\delta$  désignant l'épaisseur de peau et  $h$  la hauteur du conducteur vu en coupe. Dans cette figure, (a) illustre le cas où la fréquence du courant circulant génère un effet de peau inférieur à la hauteur du composant ( $h$ ) sur deux. Dans le cas (b), la fréquence du courant génère une épaisseur de peau permettant de considérer la densité de courant  $J$  constante. Dans le cas présent, la proximité entre l'aller et le retour du courant provoque également un effet de proximité. Cet effet, semblable à l'effet de peau va concentrer le courant sur une seule surface du conducteur, comme présenté à la Figure 4-12. Dans cette figure, le cas (a) correspond à un courant alternatif ayant une fréquence qui engendre

un effet de proximité impactant la distribution du courant. Dans le cas (b), la fréquence est suffisamment faible pour que l'on puisse considérer la répartition du courant uniforme. Nous allons développer les équations menant à l'expression du courant dans l'épaisseur de peau. L'étape suivante sera d'étendre ce travail à l'effet de proximité. Ces étapes permettent de connaître la valeur optimale de cuivre à utiliser pour une piste ainsi que l'effet d'une épaisseur trop petite ou trop importante.

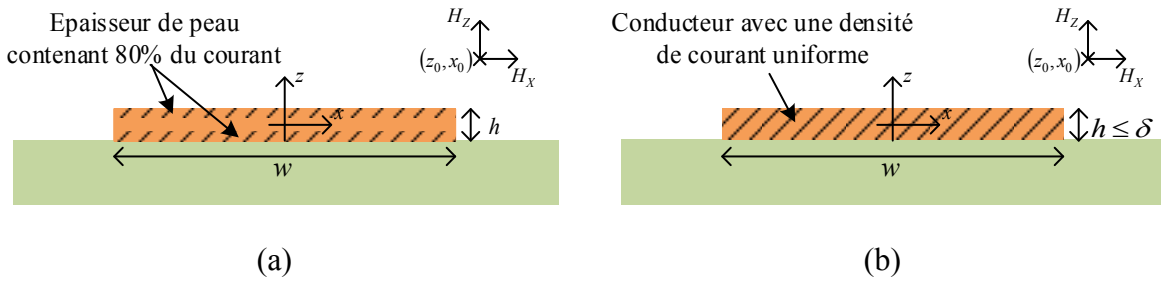


Figure 4-11: Effet de peau sur la répartition du courant dans deux conducteurs parallèles à section rectangulaire. (a) courant alternatif à fréquence élevée, (b) courant alternatif à fréquence faible

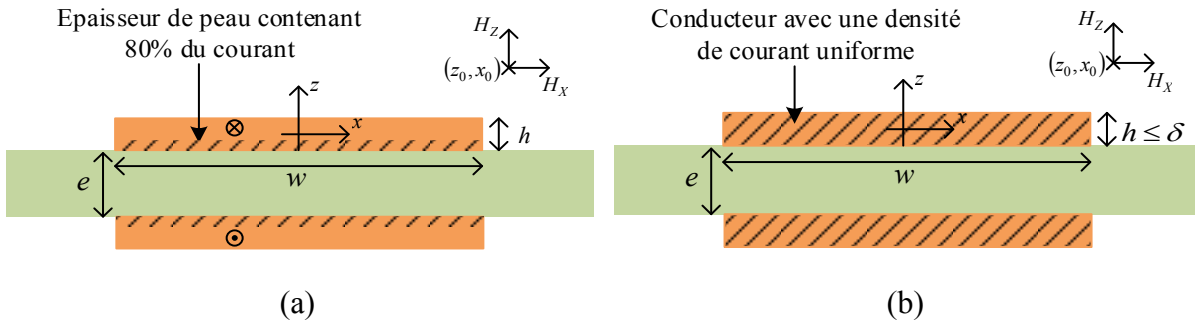


Figure 4-12: Effet de proximité sur la répartition du courant dans deux conducteurs parallèles à section rectangulaire



### a. Calcul de l'effet de peau pour un conducteur unique

La première étape est de développer mathématiquement l'effet de peau pour un conducteur, ce développement sera ensuite étendu à l'effet de proximité pour deux conducteurs par le biais de changement des conditions aux limites. Le conducteur étudié est une piste de PCB, il sera donc de forme parallélépipédique et est illustré à la Figure 4-13. Le courant  $J$  est selon l'axe  $-y$ , donc nous pouvons décomposer ce vecteur comme  $\vec{J} = (0 \ J_y \ 0)$  si  $h \ll w$  et  $l = \infty$ , alors on peut négliger le champ selon sa composante sur  $x$ .  $H$  peut alors être décomposé comme  $\vec{H} = (0 \ 0 \ H_z)$ .

Afin de trouver le champ à la surface, on peut utiliser la force magnétomotrice  $\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = I$  appliquée au cas présent. Il vient que  $H$  est perpendiculaire aux faces 2 et 4 et parallèle aux faces 1 et 3 donc on peut écrire (4-1) en tenant compte du sens de  $H_z$ . On peut alors aisément trouver  $H$  à la surface du conducteur avec (4-2).

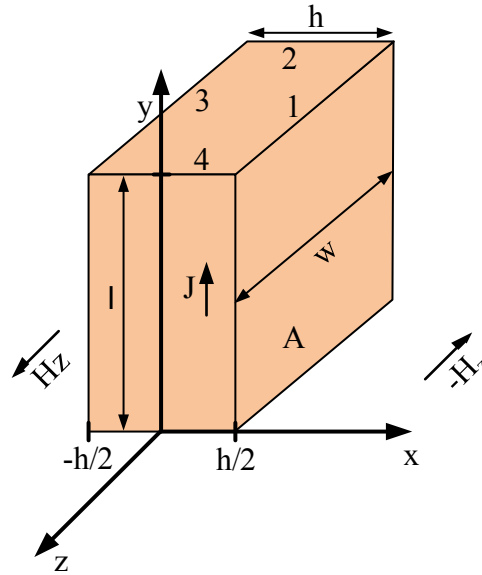


Figure 4-13: Conducteur utilisé pour l'étude avec les différentes dimensions et le sens du courant.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = -\int_0^{-w} H_z \cdot dl + \int_{-w}^0 H_z \cdot dl = 2H_z \cdot w = I \quad (4-1)$$

$$H_z = \frac{I}{2w} \quad (4-2)$$

Pour trouver la répartition du champ et du courant à l'intérieur du conducteur, il est possible d'utiliser les équations (4-3) à (4-5) suivantes. Leur combinaison donne (4-6). Ici le matériau est considéré homogène en constitution et température.

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (4-3)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4-4)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4-5)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{J} = -\sigma \mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (4-6)$$

Avec les composantes de  $\vec{H}$  et  $\vec{J}$  exprimées précédemment dans (4-6), on obtient (4-7).

$$\frac{\partial J_y}{\partial x} = -\sigma \mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (4-7)$$

En intégrant (4-8), on obtient alors (4-9), qui intégré à (4-7) donne l'équation à résoudre (4-10).

La composante  $\frac{\partial E}{\partial t}$  n'ajoute pas de participation significative, elle est donc négligée.

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} \quad (4-8)$$

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = J_y \quad (4-9)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} = \sigma \mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} \quad (4-10)$$

Ici le courant traité est sinusoïdal, donc  $H$  l'est également et peut s'écrire sous la forme (4-11), permettant de simplifier (4-10) par (4-12).

$$H_z(x, t) = H_z(x) e^{j\omega t} \quad (4-11)$$

$$\frac{\partial^2 H_z(x)}{\partial x^2} e^{j\omega t} = j\omega\sigma\mu_0 H_z(x) e^{j\omega t} \quad (4-12)$$

L'équation d'Helmholtz (4-12) possède comme solution générale (4-13) avec les constantes de (4-14) où apparaît l'épaisseur de peau  $\delta$ . En y intégrant les conditions aux limites (4-2), on obtient (4-15) qui avec les étapes (4-16) et (4-17) fournit la solution (4-18).

$$H_z(x) = H_1 e^{\gamma x} + H_2 e^{-\gamma x} \quad (4-13)$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}} = \frac{(1+j)}{\delta} \quad \text{où} \quad \delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu_0\sigma}} \quad (4-14)$$

$$\begin{aligned} H_z\left(\frac{h}{2}\right) &= H_1 e^{\gamma h/2} + H_2 e^{-\gamma h/2} = -\frac{I}{2w} \\ H_z\left(-\frac{h}{2}\right) &= H_1 e^{-\gamma h/2} + H_2 e^{\gamma h/2} = \frac{I}{2w} \end{aligned} \quad (4-15)$$

En additionnant ces deux équations, il vient que :

$$(H_1 + H_2)(e^{\gamma h/2} + e^{-\gamma h/2}) = 0 \Rightarrow H_1 = -H_2 \quad (4-16)$$

$$H_1 = -\frac{I}{4w \sinh(\gamma h/2)} \quad (4-17)$$

$$H_z(x) = 2H_1 \frac{(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x})}{2} = 2H_1 \sinh(\gamma x) = -\frac{I}{2w} \frac{\sinh(\gamma x)}{\sinh(\gamma h/2)} = -\frac{I}{2w} \frac{\sinh\left(x(1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}\right)}{\sinh\left(h\frac{(1+j)}{2}\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}\right)} \quad (4-18)$$

De (4-18), il est possible d'obtenir (4-19) en utilisant (4-9).

$$J_y(x) = (1+j) \frac{I}{2w\delta} \frac{\cosh\left(x(1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}\right)}{\sinh\left(h\frac{(1+j)}{2}\sqrt{\frac{\omega\mu_0\sigma}{2}}\right)} \quad (4-19)$$

La Figure 4-14 présente le résultat de (4-19), concernant la répartition spatiale du courant. Dans le cas (a), l'épaisseur de peau est plus grande que la moitié du conducteur, dans ce cas, la

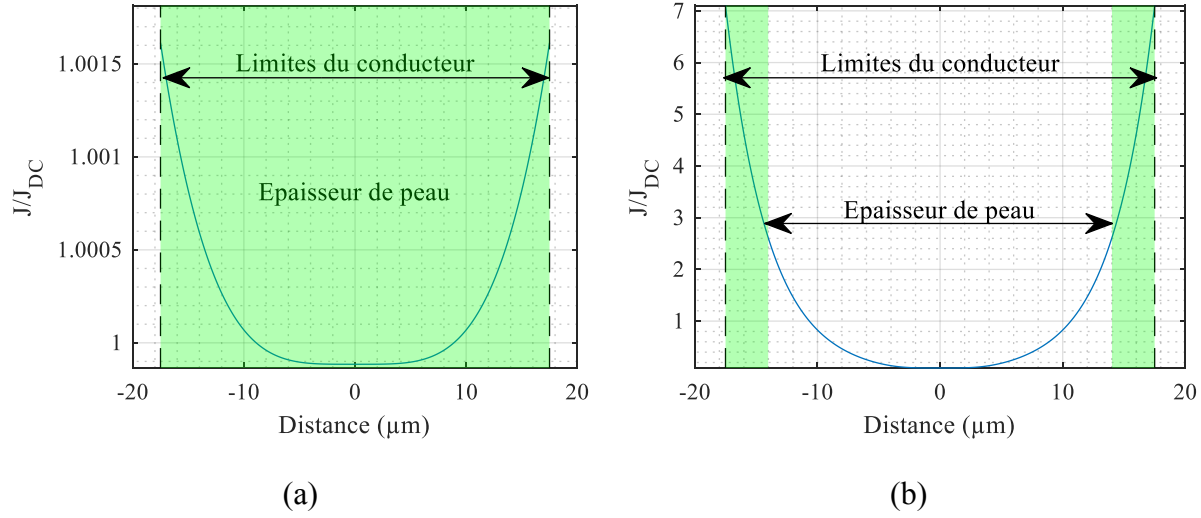


Figure 4-14: Résultat de la répartition du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des  $x$ ) pour une épaisseur standard de piste de  $35\mu\text{m}$  et les fréquences (a) de  $1\text{ MHz}$  ( $\delta=65\mu\text{m}$ ) et (b)  $350\text{ MHz}$  ( $\delta=3.5\mu\text{m}$ )

répartition du courant peut être traitée comme étant uniforme. La fréquence du cas (b) est représentative de la fréquence de résonance lors de commutation rapide d'un HEMT. L'épaisseur de peau est plus fine que l'épaisseur du conducteur, la résistance augmente. L'épaisseur de peau rentre alors en compte dans le calcul des surtensions.

Afin de pouvoir calculer la résistance ohmique équivalente du conducteur, on cherche la puissance totale dissipée, il est alors possible d'utiliser (4-20) avec l'expression (4-21). Le résultat est (4-22) d'où l'expression de la résistance (4-23) est extraite. Pour une épaisseur de conducteur plus de deux fois supérieure à l'épaisseur de peau, il est possible d'utiliser (4-24) pour calculer la résistance avec une erreur inférieure à 5 %. Cette approximation facilite ainsi l'estimation de résistance interne et la dissipation thermique par effet Joule.

$$P = \int_{-w}^0 \int_0^l \int_{-\frac{h}{2}}^{\frac{h}{2}} \frac{1}{\sigma} |J_y(x)|^2 dx dy dz \quad (4-20)$$

$$|J_y(x)| = \frac{I}{w\delta\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\cosh(x\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}) + \cos(x\sqrt{2\omega\mu_0\sigma})}{\cosh\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right) - \cos\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right)}} \quad (4-21)$$

$$P = I^2 \frac{l}{2w\sigma\delta} \frac{\sinh\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right) + \sin\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right)}{\cosh\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right) - \cos\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right)} \quad (4-22)$$

$$R_{AC} = \frac{l}{2w\sigma\delta} \frac{\sinh\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right) + \sin\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right)}{\cosh\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right) - \cos\left(\frac{h}{2}\sqrt{2\omega\mu_0\sigma}\right)} \quad (4-23)$$

$$R_{AC} \approx \frac{l}{2w\sigma\delta} \text{ pour } h > 2\delta \quad (4-24)$$

Dans le deuxième cas (b), l'épaisseur de peau est trop faible pour traiter cette répartition comme uniforme. Il faut donc en tenir compte pour le calcul de la résistance interne et de la dissipation thermique. Cela met également en évidence que dans le cas d'une fréquence élevée, l'utilisation d'un conducteur plus épais que  $2\delta$  servira à diffuser la chaleur générée et non à une baisse significative de la résistance du chemin du courant.

La Figure 4-15 présente le déphasage spatial provoqué par un conducteur où l'effet de peau est présent. Ce déphasage génère un courant circulaire supérieur près de la surface. L'explication provient du courant déphasé de  $180^\circ$  au centre doit être compensé en surface pour obtenir le courant imposé dans le circuit. Ce phénomène est observable principalement entre les deux couches de peau où la densité de courant est très faible et peut alors être négligée.

La Figure 4-16 présente le résultat des pertes et résistance du conducteur pour un courant de 10 A circulant avec une fréquence de 200 MHz correspondant à une fréquence d'oscillation observée lors de la commutation d'un HEMT. Il est intéressant de constater que le minimum de pertes et de résistance est obtenu pour une épaisseur totale de trois fois celle de l'épaisseur de peau. Au-delà de cette épaisseur optimale, les pertes remontent légèrement pour devenir constantes. Cette épaisseur optimale s'explique par le fait que le courant circule sur les deux

faces du conducteur dans l'épaisseur de peau et un ajout supplémentaire vient permettre une légère amélioration conformément à la Figure 4-14 (b).

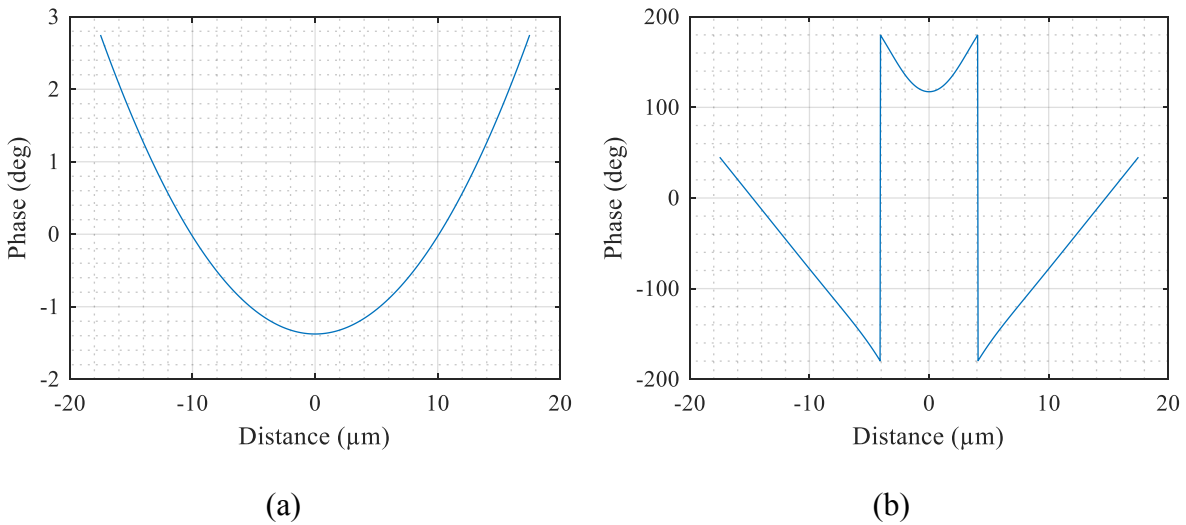


Figure 4-15: Résultat du déphasage spatial du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des  $x$ ) pour une épaisseur standard de piste de  $35 \mu\text{m}$  et les fréquences (a) de 1 MHz ( $\delta = 65 \mu\text{m}$ ) et (b) 350 MHz ( $\delta = 3.5 \mu\text{m}$ )

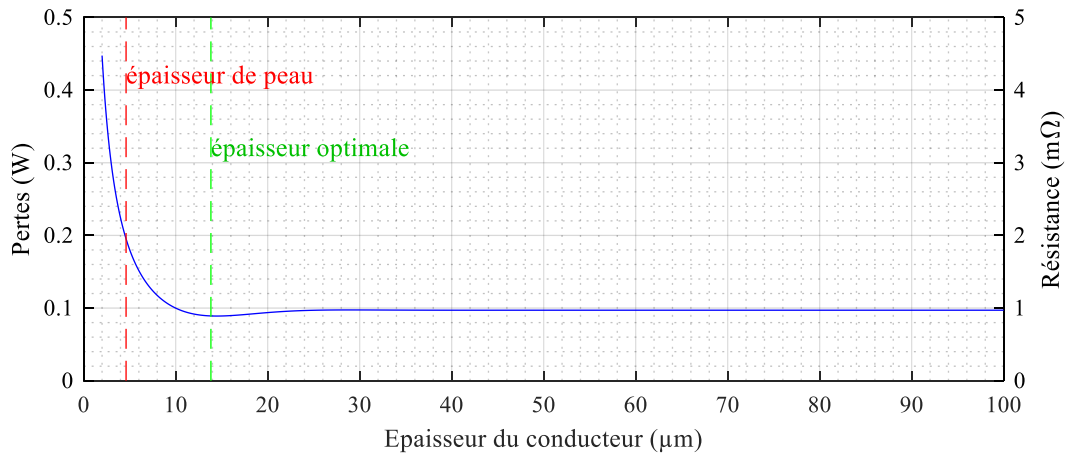


Figure 4-16: Impact de l'épaisseur du conducteur sur la résistance et les pertes pour un courant de 10 A à 200 MHz

## b. Calcul de l'effet de proximité pour deux conducteurs

Dans le cas étudié ici, la topologie 3D-2 retenue pour l'étude repose sur deux pistes en cuivre parallèles. Cette configuration est celle étudiée ici, afin de comprendre l'agencement du courant et ainsi comment considérer la variation spatiale de la densité de courant dans le calcul d'inductance. Lorsque plusieurs conducteurs sont impliqués pour le passage du courant comme illustré à la Figure 4-17, les conditions aux limites de (4-13) changent, donnant lieu à l'effet de proximité. Comme l'effet de peau, il va avoir pour effet de concentrer le courant dans le conducteur, mais à la différence de l'effet de peau, cette répartition sera asymétrique. La différence réside principalement dans le champs  $H$  concentré entre les conducteurs et quasi nul à l'extérieur. Pour étudier la répartition spatiale de la densité de courant  $J$ , nous nous intéressons ici au champ à l'intérieur du conducteur. L'équation (4-13) devient alors (4-25) et (4-26) pour un des deux conducteurs. En suivant le même raisonnement pour trouver la solution que précédemment, le résultat est (4-27) pour  $H_z$ . La densité de courant peut alors être exprimée par (4-28). Avec  $H_{\text{int}}$  le champ sur la face intérieure et  $H_{\text{ext}}$  le champ situé sur la face extérieur du conducteur.

$$H_z\left(\frac{h}{2}\right) = H_1 e^{\gamma h/2} + H_2 e^{-\gamma h/2} = H_{\text{int}} \quad (4-25)$$

$$H_z\left(-\frac{h}{2}\right) = H_1 e^{-\gamma h/2} + H_2 e^{\gamma h/2} = H_{\text{ext}} \quad (4-26)$$

$$H_z(x) = \frac{H_{\text{int}} \sinh\left(\gamma\left(\frac{w}{2} + x\right)\right) + H_{\text{ext}} \sinh\left(\gamma\left(\frac{w}{2} - x\right)\right)}{\sinh(\gamma w)} \quad (4-27)$$

$$J_y(x) = \frac{\gamma}{\sinh(\gamma w)} \left[ H_{\text{ext}} \cosh\left(\gamma\left(\frac{w}{2} - x\right)\right) - H_{\text{int}} \cosh\left(\gamma\left(\frac{w}{2} + x\right)\right) \right] \quad (4-28)$$

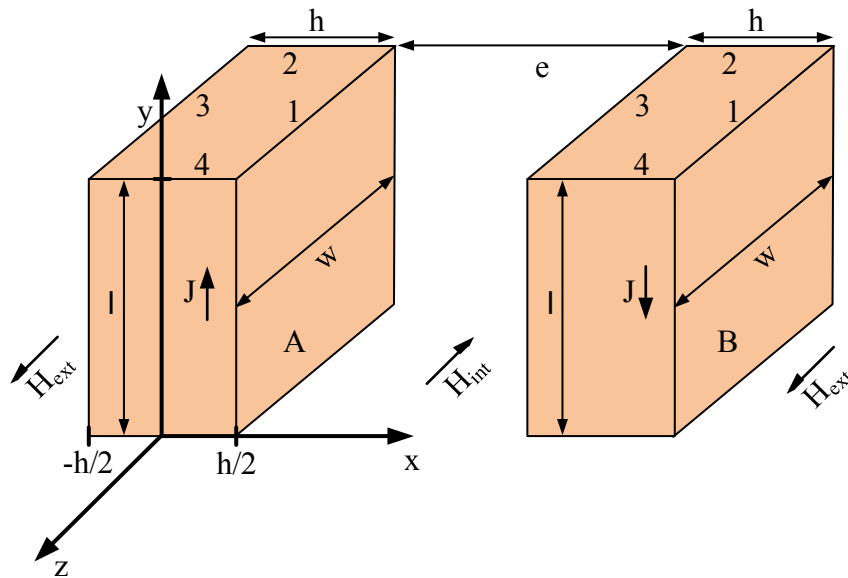


Figure 4-17: Couple de conducteurs utilisé pour l'étude de l'effet de proximité avec les différentes dimensions et le sens du courant.

La Figure 4-18 présente le résultat de la répartition dans le conducteur du haut, le résultat étant symétrique dans celui du bas. Les valeurs de  $H_{int}$  et  $H_{ext}$  utilisées sont calculées par la suite avec la partie 4.3. Il est possible de constater que contrairement à l'effet de peau, le courant n'est concentré que d'un côté du conducteur, limitant encore d'avantage l'utilisation du cuivre. De la même façon que pour l'épaisseur de peau, le courant se trouve spatialement déphasé sur l'épaisseur du conducteur. Il est possible de voir à la Figure 4-19 que ce déphasage intervient principalement dans la zone où la densité de courant est plus faible et peut donc être négligé.

Les pertes par effet Joule présentées à la Figure 4-20 montrent que dans le cas de l'effet de proximité, l'épaisseur optimale vaut cette fois 1.5 fois l'épaisseur de peau. Cet écart réduit comparativement à l'effet de peau. Il est dû à la concentration du courant sur une seule face du conducteur.



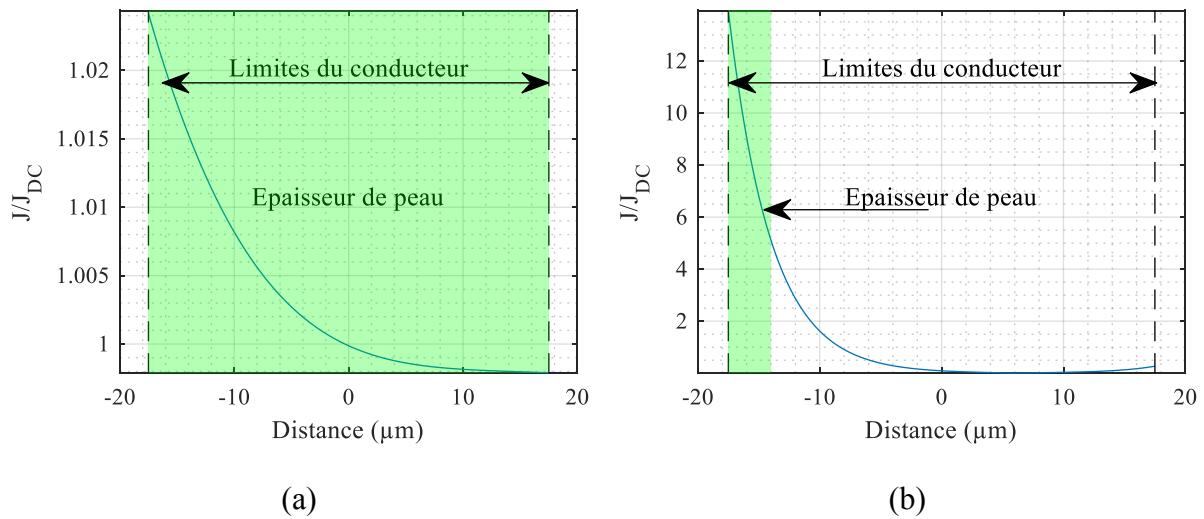


Figure 4-18: Résultat de la répartition du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des  $x$ ) pour une épaisseur standard de piste de  $35 \mu m$  et les fréquences (a) de  $1 \text{ MHz}$  ( $\delta = 65 \mu m$ ) et (b)  $350 \text{ MHz}$  ( $\delta = 3.5 \mu m$ )

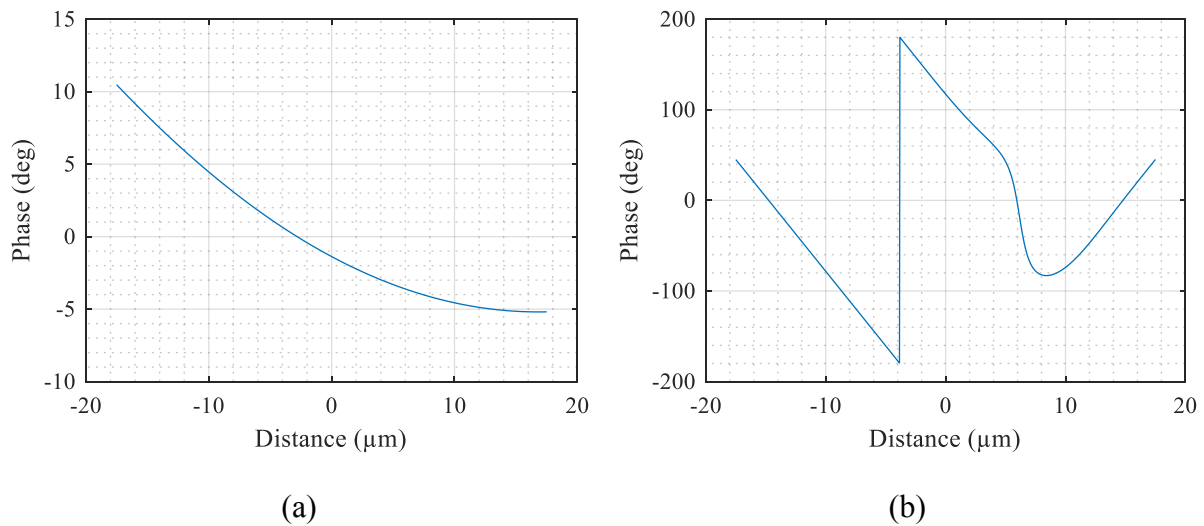


Figure 4-19: Résultat du déphasage spatial du courant selon l'épaisseur du conducteur (axe des  $x$ ) pour une épaisseur standard de piste de  $35 \mu m$  et les fréquences (a) de  $1 \text{ MHz}$  ( $\delta = 65 \mu m$ ) et (b)  $350 \text{ MHz}$  ( $\delta = 3.5 \mu m$ )

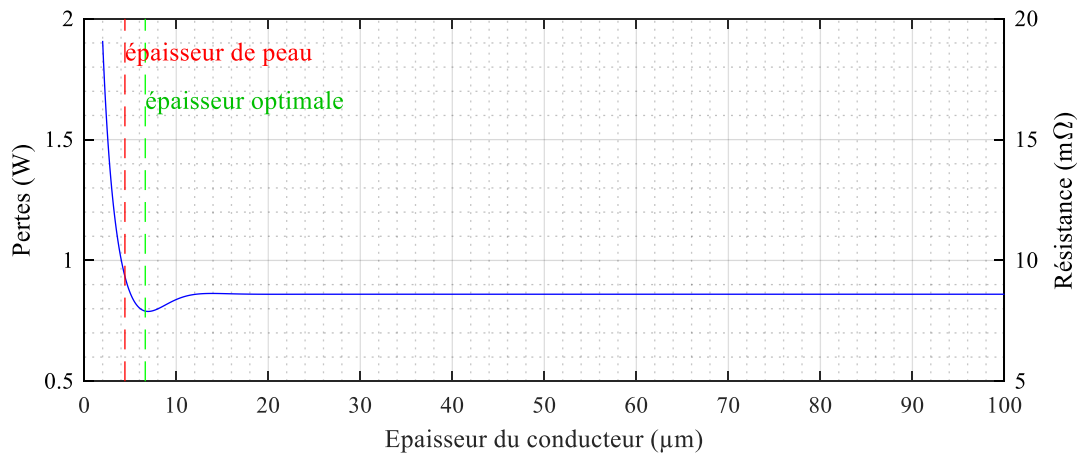


Figure 4-20: Résultat de l'analyse de l'impact de l'épaisseur du conducteur sur la résistance et les pertes pour un courant de 10 A à 200 MHz

La valeur du courant ainsi que sa fréquence sont les mêmes que pour la Figure 4-16, mais ici, du fait de l'effet de proximité, la résistance passe de  $0.89 \text{ m}\Omega$  à  $7.6 \text{ m}\Omega$ , engendrant des pertes 8.5 fois plus élevées.

### 4.3. Magnétostatique et inductance

L'étude de la distribution de la densité de courant  $J$  dans le cas de conducteurs parallèles permet de trouver l'épaisseur de peau contenant un pourcentage donné du courant. Dans l'étude des phénomènes magnétiques liés à la topologie 3D-2, il devient ainsi possible de réduire l'épaisseur de cuivre dans laquelle on considère  $J$  constant selon la fréquence du courant. Cette simplification nous permet de poser  $J$  constant dans la suite des développements.

Afin de pouvoir calculer l'inductance dépendamment des caractéristiques géométriques, plusieurs solutions existent. La plus commune retrouvée dans la littérature est l'usage de logiciels de simulation numérique comme Femm® ou MagNet®. Ces logiciels requièrent qu'un modèle physique soit mis en place puis simulé. Cette méthode de travail donne de bons résultats, mais fait appel à de nombreuses étapes de modélisation. De plus, le temps investi ne permet pas de tester plusieurs configurations rapidement.

Une autre solution existe et fait appel à la formule (4-29) [73]. Cette formule repose sur le fait que la largeur des pistes est très grande comparativement à leur écartement. Dès lors que cette condition n'est plus respectée, la formule devient imprécise comme nous le montrerons dans cette section. La littérature ne fournit pas les limites à respecter, elles sont étudiées dans la suite du manuscrit où une largeur moins de 7 fois plus grande que l'écart conduit à une erreur supérieure à 10%.

$$L_{pcb} = \frac{\mu_0 e}{w} l \quad (4-29)$$

Dans ce qui suit, une résolution analytique de l'inductance en fonction des dimensions géométriques permettra d'obtenir une solution exacte.

Une dérivation mathématique effectuée par Jean-Baptiste Biot et Félix Savart, datant de 1820 donne le champ magnétique créé par une distribution de courant. Cette dérivation, connue sous le nom de loi de Biot et Savart est (4-30).

$$\vec{B}(\vec{r}_0) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V_{conducteur}} \frac{\vec{J}_s(\vec{r}) \times (\vec{r}_0 - \vec{r})}{|\vec{r}_0 - \vec{r}|^3} dx dy dz \quad (4-30)$$

Cette équation permet ainsi de connaître le champ magnétique que la circulation d'un courant engendre et est utilisée pour le travail analytique présenté dans cette partie.

### a. Dérivation mathématique

L'inductance d'un élément électrique est liée au flux et au courant  $I$  par (4-31). Il faut donc trouver le flux pour résoudre cette équation. Le flux est fourni par l'équation (4-32). La surface est connue d'après les propriétés géométriques, il reste à trouver  $H$  en tout point de l'espace. La Figure 4-21 montre l'agencement des conducteurs et le système de coordonnées utilisées. Le champ est calculé pour un point quelconque. Le développement est d'abord effectué avec le champ  $H_{haut}$  généré par le conducteur du haut dont la composante selon l'axe  $y$  est nulle. Le conducteur du bas présentant les mêmes propriétés géométriques, son champ est similaire. La somme des deux champs formant alors le champ total  $H$ .

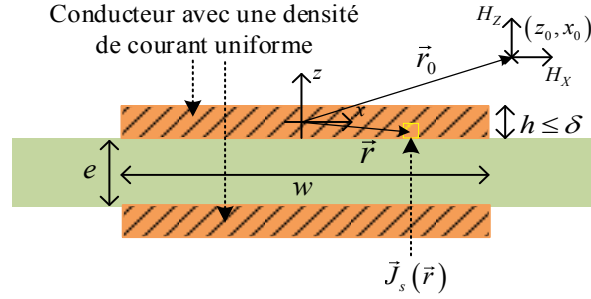


Figure 4-21: Couple de conducteurs pour la circulation du courant. Le point  $(z_0, x_0)$  est le point où on calcule  $H$

$$L_{pcb} = \frac{n\varphi}{I_{pcb}} \quad (4-31)$$

$$\varphi = \iint_{surface} \mu_0 \vec{H} \cdot d\vec{S} \quad (4-32)$$

Pour trouver  $H$ , plusieurs méthodes existent. Une adaptée au cas présenté ici fait appel à la loi de Biot et Savart décrite par (4-30). Un rappel de la Figure 4-8 montre des plans de symétrie permettant de ramener l'étude sur un plan de coupe bidimensionnelle. L'adaptation de (4-30) à un plan est faite en utilisant (4-33), détaillée en annexe. Il est donc maintenant possible d'exprimer le champ  $\vec{H}$  en tout point de l'espace pour un conducteur de section rectangulaire avec (4-34).

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left( \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} \right)^3} dy = \frac{-2}{(x_0 - x)^2 + (z_0 - z)^2} \quad (4-33)$$

$$\begin{cases} H_{hautX}(x_0, z_0) = \frac{J}{2\pi} \int_{-w/2}^{w/2} \int_{-h/2}^{h/2} \frac{z_0 - z}{(z_0 - z)^2 + (x_0 - x)^2} dz dx \\ H_{hautY}(x_0, z_0) = 0 \\ H_{hautZ}(x_0, z_0) = \frac{-J}{2\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \int_{-w/2}^{w/2} \frac{x_0 - x}{(z_0 - z)^2 + (x_0 - x)^2} dx dz \end{cases} \quad (4-34)$$

A partir de ce point deux considérations différentes peuvent être prises, la première est que les deux conducteurs sont rigoureusement égaux, permettant une simplification des calculs, le deuxième étant que les deux conducteurs peuvent avoir des épaisseurs et largeurs différentes. Le second cas, plus général n'est pas traité ici puisqu'il n'est valable que pour le cas DC ou de basses fréquences. À haute fréquence, le courant aller et retour auront le même chemin afin de minimiser la reluctance [74]. Cela est dû au champ généré par le conducteur de plus faible largeur. Le cas réel correspond donc au cas où la piste du haut et, du bas sont considérées égales en largeur pour le passage du courant.

Ainsi, (4-34) est résolue de manière générale pour le champ généré par un unique conducteur puis sera par la suite appliquée aux deux conducteurs en tenant compte de l'espace entre ceux-ci. En prenant (4-34) comme équation de départ et connaissant (4-35), il est possible de trouver (4-36). Pour continuer la résolution de (4-36), il faut recourir à (4-37) dans l'équation de  $\vec{H}$ . Le résultat pour un conducteur est alors (4-38). Cette expression permet de connaître le flux généré par un conducteur. La Figure 4-22 présente le résultat où les lignes de champs sont visibles et concentrées à la fois aux extrémités et à la surface du conducteur.

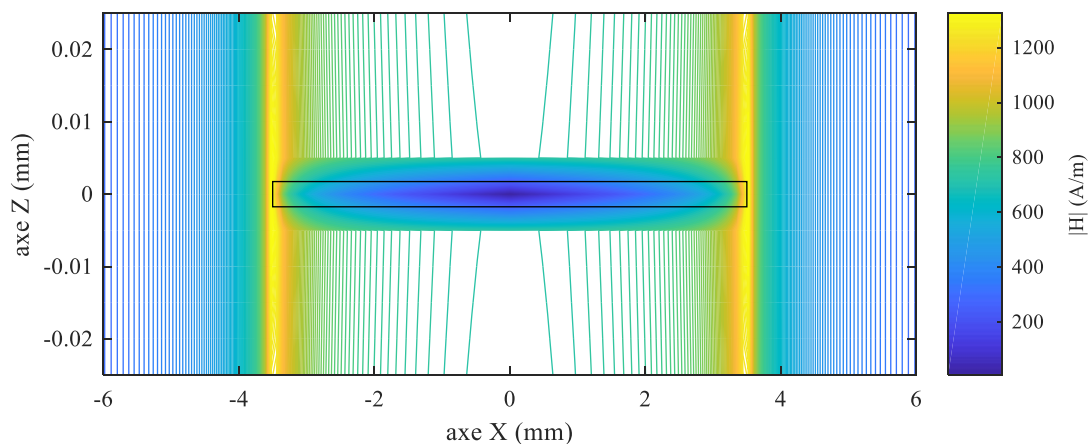
$$\ln(u)' = \frac{u'}{u} \quad (4-35)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{hautX}(x_0, z_0) = \frac{J}{4\pi} \int_{-w/2}^{w/2} \ln\left(4(x-x_0)^2 + (h+2z_0)^2\right) - \ln\left(4(x-x_0)^2 + (h-2z_0)^2\right) dx \\ H_{hautZ}(x_0, z_0) = \frac{J}{4\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \ln\left(4(z-z_0)^2 + (w+2x_0)^2\right) - \ln\left(4(z-z_0)^2 + (w-2x_0)^2\right) dz \end{array} \right. \quad (4-36)$$

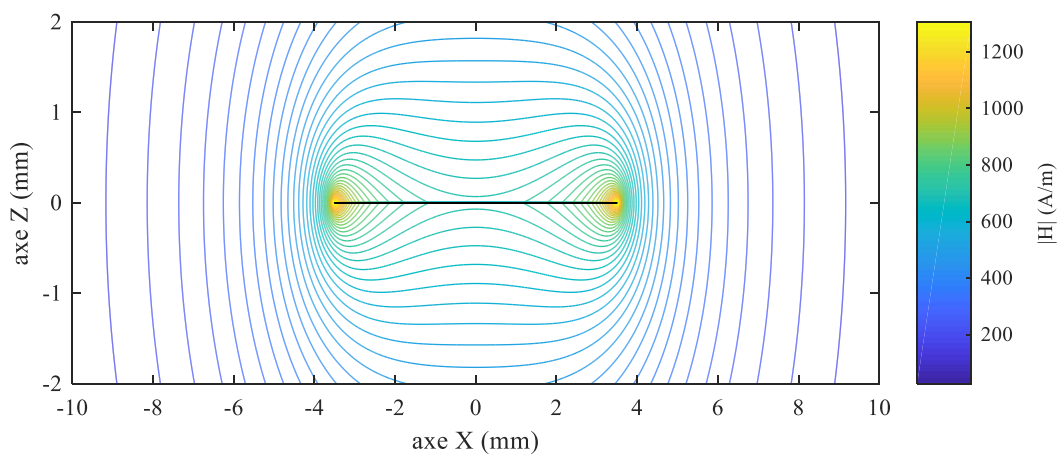
$$\int_{x_1}^{x_2} \ln\left(c(x+a)^2 + b\right) dx = \left[ (a+x) \ln\left(c(x+a)^2 + b\right) - 2x + 2\sqrt{\frac{b}{c}} \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{c}{b}}(a+x)\right) \right]_{x_1}^{x_2} \quad (4-37)$$

$$\left\{ \begin{aligned} H_{hautX}(x_0, z_0) &= \frac{J}{8\pi} \left[ 2.(2z_0 - h) \tan^{-1} \left( \frac{2w(h - 2z_0)}{(h - 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) + 2.(2z_0 + h) \tan^{-1} \left( \frac{2w(h + 2z_0)}{(h + 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \right. \\ &\quad \left. - (w - 2x_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2}{(w - 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2} \right) - (w + 2x_0) \ln \left( \frac{(w + 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2} \right) \right] \\ H_{hautZ}(x_0, z_0) &= \frac{J}{8\pi} \left[ 2.(2x_0 - w) \tan^{-1} \left( \frac{2h(w - 2x_0)}{(w - 2x_0)^2 - h^2 + 4z_0^2} \right) + 2.(2x_0 + w) \tan^{-1} \left( \frac{2h(w + 2x_0)}{(w + 2x_0)^2 - h^2 + 4z_0^2} \right) \right. \\ &\quad \left. - (h - 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2} \right) - (h + 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2} \right) \right] \end{aligned} \right. \quad (4-38)$$

Le résultat final est la somme des flux générés par le conducteur du haut et par le conducteur du bas,  $e$  représentant l'écart entre les deux pistes. Cette expression est (4-39) et le résultat est présenté à la Figure 4-23 où les lignes d'équipotentiel sont représentées en se focalisant sur les conducteurs en (a) et en ayant une vue plus large avec (b). La vue (a) permet de visualiser l'homogénéité du champ entre les conducteurs tandis que la vue (b) permet de visualiser que le champ à l'extérieur des conducteurs est minime. Il est possible de constater que les lignes des champs sont concentrées entre les conducteurs et parallèles à ceux-ci. Cela permet d'une part de limiter le rayonnement électromagnétique et d'autre part de calculer l'inductance de piste aisément puisque le flux total se retrouve entre les deux conducteurs et orthogonal au plan formé par les axes  $x$  et  $y$ .



(a)



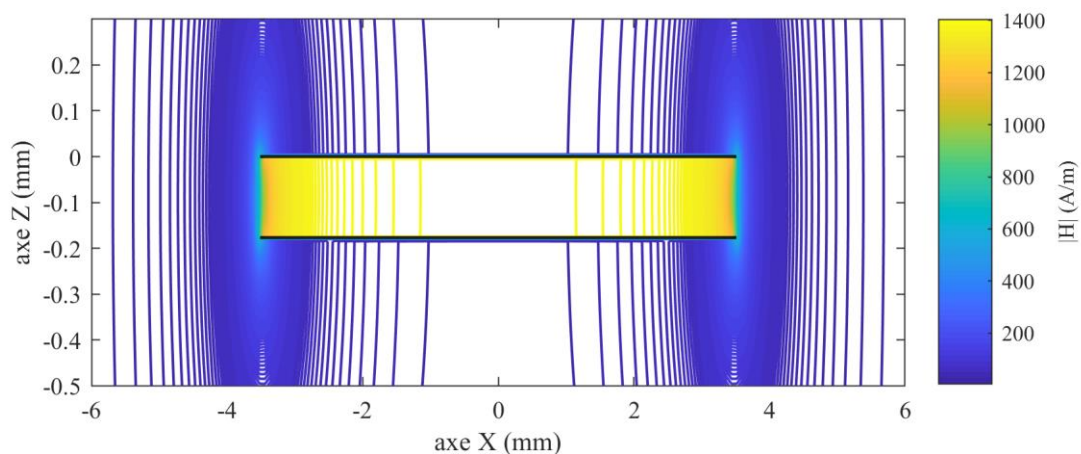
(b)

Figure 4-22: Résultat de (4-38) calculé avec le logiciel Matlab® pour un conducteur rectangulaire dans lequel circule un courant réparti uniformément (a) grossissement autour du conducteur (b) vue d'ensemble des lignes de champs

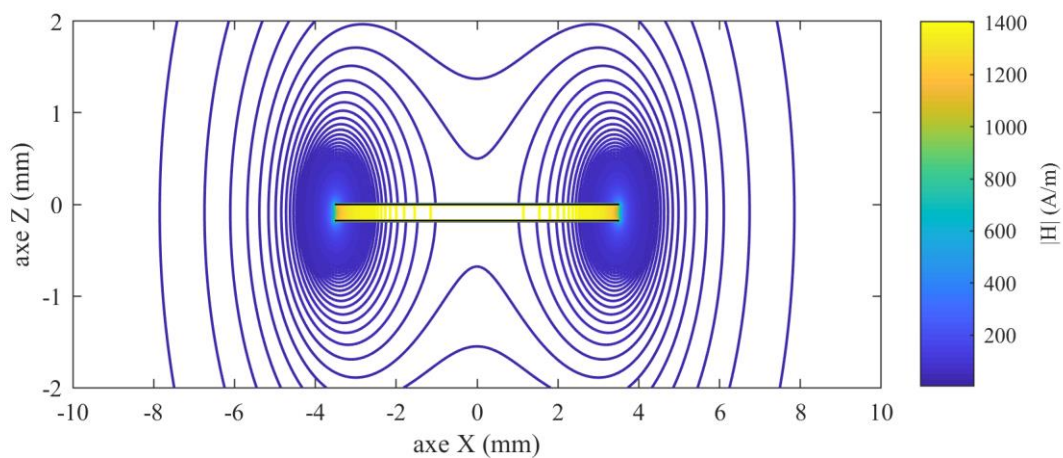
$$\begin{aligned}
H_x(x_0, z_0) = & \frac{J}{4\pi} \left[ (2z_0 - h) \left( \tan^{-1} \left( \frac{2w(h - 2z_0)}{(h - 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \right. \right. \\
& + (2z_0 + h) \tan^{-1} \left( \frac{2w(h + 2z_0)}{(h + 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \\
& + (2e + h + 2z_0) \tan^{-1} \left( \frac{2w(2e + h + 2z_0)}{(2e + h + 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \\
& - (2e + 3h + 2z_0) \tan^{-1} \left( \frac{2w(2e + 3h + 2z_0)}{(2e + 3h + 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \\
& + \left( \frac{w}{2} - x_0 \right) \ln \left( \frac{((w - 2x_0)^2 + (2e + h + 2z_0)^2)((w - 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2)}{((w - 2x_0)^2 + (2e + 3h + 2z_0)^2)((w - 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2)} \right) \\
& \left. + \left( \frac{w}{2} + x_0 \right) \ln \left( \frac{((w + 2x_0)^2 + (2e + h + 2z_0)^2)((w + 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2)}{((w + 2x_0)^2 + (2e + 3h + 2z_0)^2)((w + 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2)} \right) \right] \\
\\
H_z(x_0, z_0) = & \frac{J}{8\pi} \left[ -2(w - 2x_0) \left( \tan^{-1} \left( \frac{2w(h - 2z_0)}{(h - 2z_0)^2 - w^2 + 4x_0^2} \right) \right. \right. \\
& + \tan^{-1} \left( \frac{2h(w - 2x_0)}{(w - 2x_0)^2 + (3h + 2(z_0 + e))(h + 2(z_0 + e))} \right) \Bigg) \\
& + 2(w + 2x_0) \left( \tan^{-1} \left( \frac{2h(w + 2x_0)}{(w + 2x_0)^2 - h^2 + 4z_0^2} \right) \right. \\
& + \tan^{-1} \left( \frac{2h(w + 2x_0)}{(w + 2x_0)^2 - (3h + 2(z_0 + e))(h + 2(z_0 + e))} \right) \Bigg) \\
& - (h - 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (h - 2z_0)^2} \right) \\
& - (h + 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (h + 2z_0)^2} \right) + (-h - 2e - 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (2e + h + 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (2e + h + 2z_0)^2} \right) \\
& \left. + (3h + 2ew + 2z_0) \ln \left( \frac{(w - 2x_0)^2 + (2e + 3h + 2z_0)^2}{(w + 2x_0)^2 + (2e + 3h + 2z_0)^2} \right) \right]
\end{aligned}$$

(4-39)





(a)



(b)

Figure 4-23: Résultat de (4-39) pour un conducteur rectangulaire dans lequel circule un courant réparti uniformément selon l'e plan (z,x) (a) grossissement autour du conducteur (b) vue d'ensemble des lignes de champ

La Figure 4-24 présente le plan utilisé pour le calcul du flux. Celui-ci est centré en  $x=0$  et est orthogonal aux lignes de champs concentrées entre les pistes conductrices.

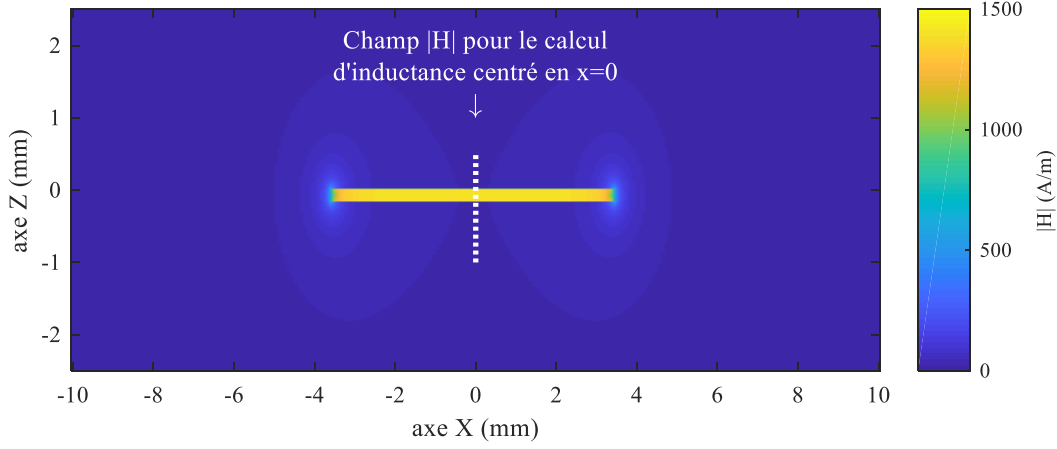


Figure 4-24: Champ  $H$  et plan utilisé pour le calcul du flux servant au calcul de l'inductance de pistes.

Le flux peut maintenant être calculée avec (4-40) et le résultat pour l'inductance analytique est (4-41) avec l'inductance en fonction des paramètres géométriques présentée Figure 4-25.

$$\varphi_B = \iint_S \mu_0 \vec{H} \cdot d\vec{S} = \mu_0 l \int_{-\frac{h}{2}-e}^{-\frac{h}{2}} H_x(0, z_0) dz_0 \quad (4-40)$$

$$L_{pcb} = \frac{\mu_0 l}{\pi w h} \left[ \pi h e + \left( e^2 - \left( \frac{w}{2} \right)^2 \right) \tan^{-1} \left( \frac{2}{w} e \right) + \left( h^2 - \left( \frac{w}{2} \right)^2 \right) \tan^{-1} \left( \frac{2}{w} h \right) \right. \\ \left. - \left( (e+h)^2 - \left( \frac{w}{2} \right)^2 \right) \tan^{-1} \left( \frac{2}{w} (e+h) \right) + \frac{w}{2} \left[ e \log \left( \frac{(e+h)^2 + \left( \frac{w}{2} \right)^2}{e^2 + \left( \frac{w}{2} \right)^2} \right) + h \log \left( \frac{(e+h)^2 + \left( \frac{w}{2} \right)^2}{h^2 + \left( \frac{w}{2} \right)^2} \right) \right] \right] \quad (4-41)$$

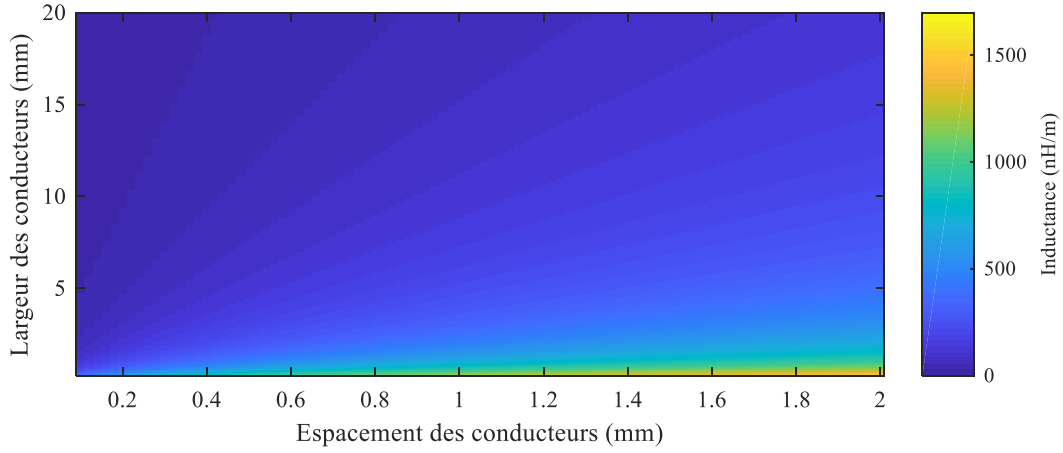


Figure 4-25: Inductance en nH/m obtenue avec les formules analytiques, le résultat final s'obtient en multipliant par la longueur des conducteurs.

### b. Formule simplifiée

La formule (4-41) est précise et permet ainsi de connaître la précision de l'approximation (4-29). Celle-ci représentée à la Figure 4-26 montre que l'erreur devient beaucoup plus élevée que 10 % pour un rapport  $w/e$  inférieur à 7, atteignant un maximum de 603 %. Les composants EPC2022, EPC2014 et GS61008 sont des HEMTs commercialement disponibles. Il apparaît que cette formule donnera des résultats fortement erronés pour l'estimation des paramètres de la boucle de puissance et, de la boucle de commande de grille lors de leur utilisation.

La formulation analytique de l'inductance peut être simplifiée à l'aide de l'algorithme de moindres carrés de Levenberg-Marquardt conduisant à la formule (4-42) avec un  $R^2$  de 0.9979, un coefficient de 1 signifiant une approximation parfaite. L'erreur obtenue est présentée à la Figure 4-27 et montre une grande amélioration avec un maximum de 6 %. Il est dorénavant possible de correctement estimer les valeurs d'inductances de pistes lors de l'utilisation des HEMTs précédemment cités. Il apparaît alors que (4-42) peut complètement substituer (4-29) avec une meilleure précision et une erreur maximale connue.

$$L_{pcb} \cong \mu_0 \frac{e}{w} l \left( \frac{1}{1 + \frac{e}{w}} + 0.024 \right) \quad (4-42)$$

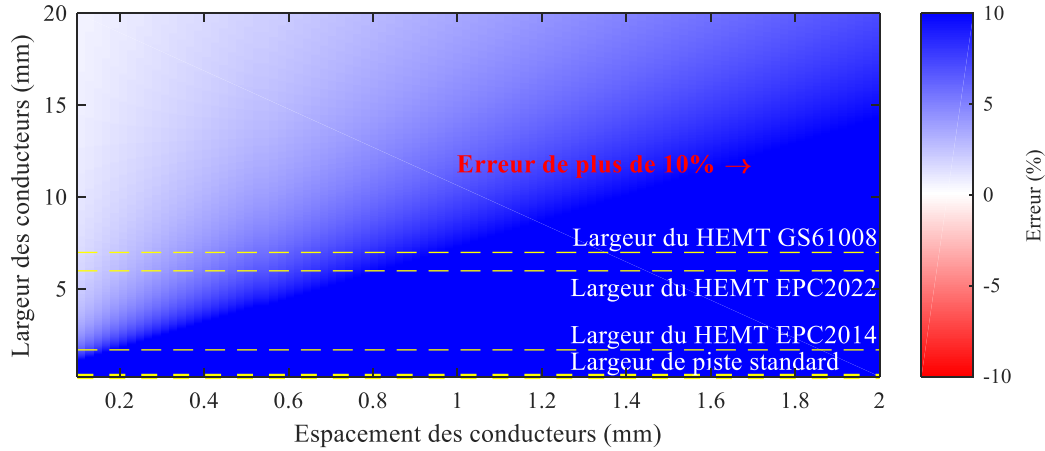


Figure 4-26: Erreur de l'approximation (4-29) selon les dimensions de la boucle de puissance.

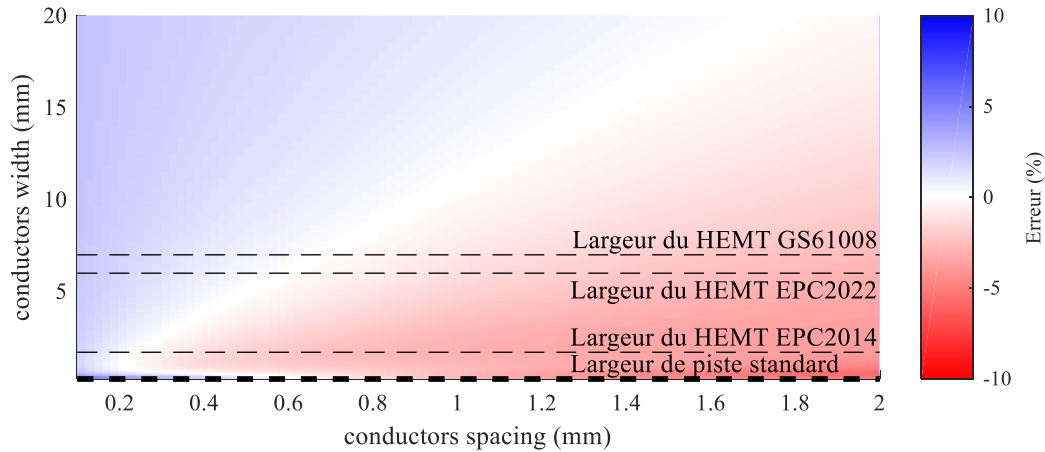


Figure 4-27: Erreur de l'approximation (4-42) selon les dimensions de la boucle de puissance.

#### 4.4. Placement optimal

Afin de pouvoir faire le design d'une carte permettant de vérifier les calculs d'inductance et de résistance, il faut respecter quelques règles permettant de réduire les couplages magnétiques, capacitifs et fournissant aux composants actifs des sources de tensions stables. Voici ces règles :

1. les boucles de courant ne devant pas être magnétiquement couplées doivent faire un angle de  $90^\circ$  ;

2. la boucle de puissance ainsi que la boucle de commande de grille doivent respecter la topologie 3D-2 ;
3. la partie commande présentera des plans de masse et d'alimentation pour optimiser le chemin du courant et diminuer la résistance et l'inductance ;
4. des condensateurs de découplages doivent être utilisés pour chaque composant actif et aussi proche que possible de ceux-ci.

En veillant à respecter ces conditions, la carte dont la photo est à la Figure 4-28 est développée.

Ce prototype sert à identifier l'inductance de piste. Pour mener à bien cette identification, les étapes suivantes doivent être respectées :

1. obtenir les paramètres des condensateurs de découplage de la boucle de puissance ;

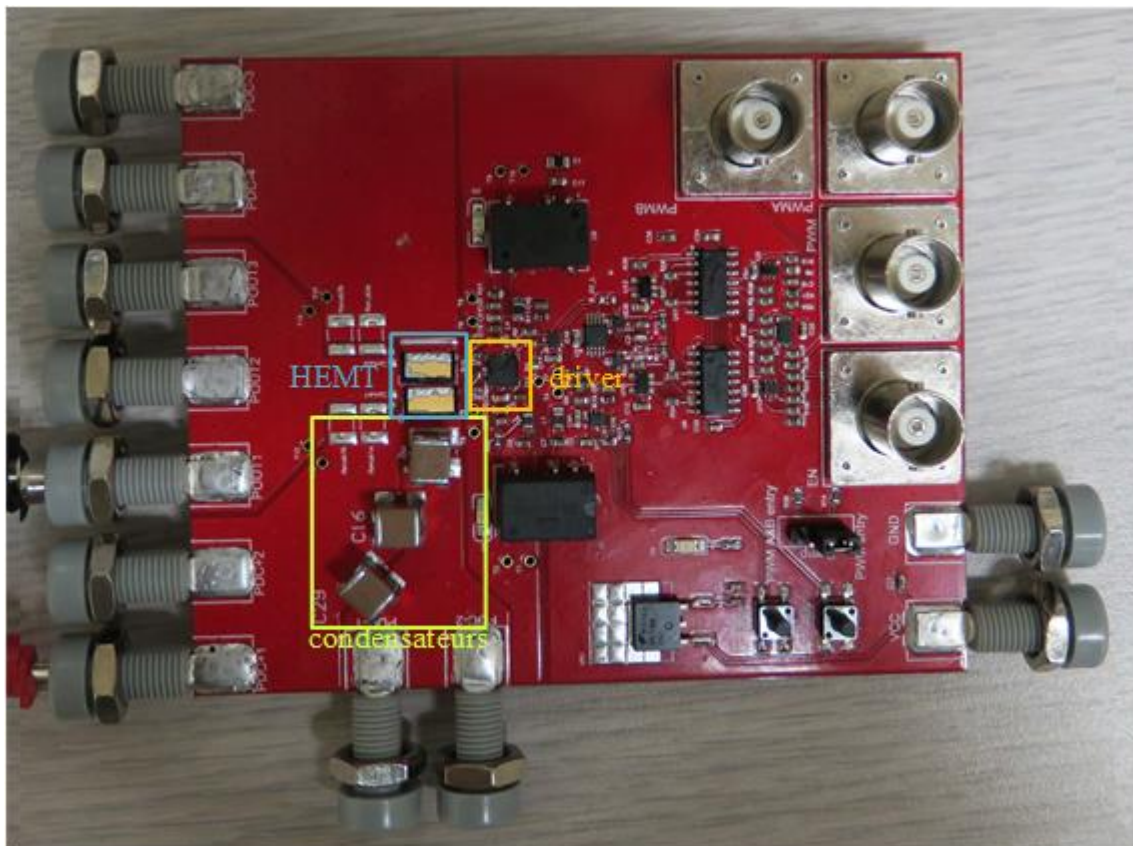


Figure 4-28: Carte de test des formules analytiques développées.

2. connaître la résistance interne et capacité de sortie ( $C_{oss}$ ) des HEMTs ;
3. calculer l'inductance de piste à l'aide de (4-42) et la résistance avec une résolution numérique utilisant (4-28) ;
4. mesurer les signaux avec un oscilloscope suffisamment rapide ici, la fréquence d'échantillonnage est de 5 GHz.

#### 4.5. Résultats

- A. Les 3 condensateurs mis en parallèle afin d'assurer le découplage de la boucle de puissance sont des Murata KRM55WR72A156MH01K. Les valeurs du modèle RLC série de ces trois condensateurs en parallèle sont :  $C=21.3 \mu\text{F}$ ,  $R=2.00 \text{ m}\Omega$ ,  $L=0.879 \text{ nH}$
- B. Les HEMTs sont des GS61008T utilisés à 24.4V (maximum de 100 V pour ce prototype). La documentation technique donne les valeurs suivantes :  $C_{oss}=320 \text{ pF}$  et  $R=7 \text{ m}\Omega$
- C. Les dimensions de la boucle sont : longueur de 17 mm, largeur de 7 mm et espacement de  $175 \mu\text{m}$  donnant une inductance de 0.534 nH et une résistance de 24 m $\Omega$ .

Les paramètres finaux de la boucle de commutation sont alors : inductance de 1.413 nH une résistance de 32.2 m $\Omega$  et une capacité de sortie de 320 pF. Ces paramètres donnent pour un circuit résistance, inductance, condensateur (RLC) oscillant avec une pseudo période de 4.22 ns. Le résultat pratique de la commutation étudiée est visible Figure 4-29 et présente une période de 4.6 ns. Cet écart de 0.38 ns peut être imputé soit à la lecture graphique de la valeur de  $C_{oss}$  soit au fait que les trois condensateurs ne sont pas physiquement collés mais placés directement au niveau du *via* haut de la topologie 3D-2. Cet écart de conception, dû à des limitations physiques provoque un chemin du courant de commutation légèrement différent de ce qui est prévu. Si on part du principe que la valeur de  $C_{oss}$  lue est correcte, la valeur d'inductance que l'on peut retrouver à partir de l'oscillation et de (3-8) est de 1.67 nH, soit un écart de 257 pH. Bien que cet écart représente 15 % d'erreur, la valeur est très faible et valide l'estimation d'inductance. Un autre exemple de validation est présent dans la partie description des essais

pratiques réalisés. Ce développement fait l'objet d'un papier accepté dans IEEE Transactions on Power Electronics « Calculation of PCB Power Loop Stray Inductance in GaN or High di/dt Applications ».

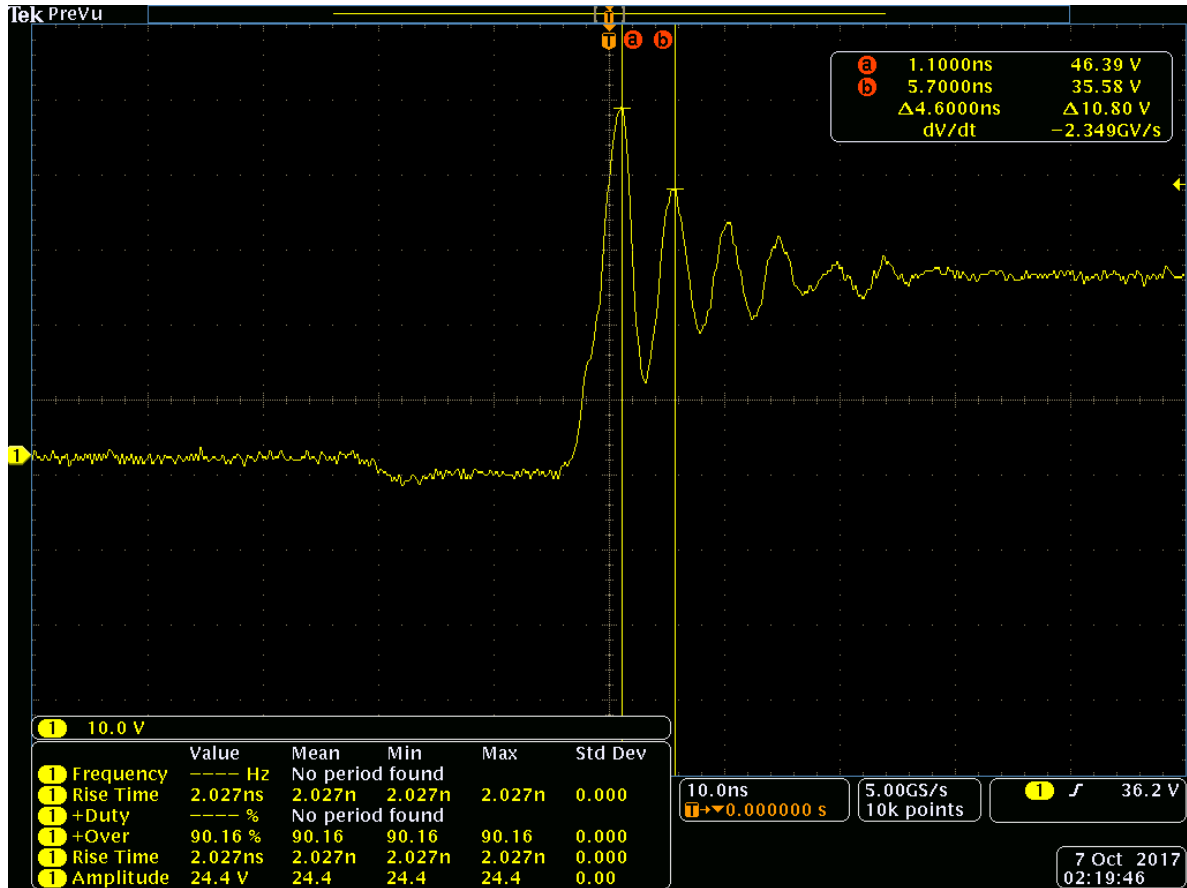


Figure 4-29: Résultat d'un test de commutation où l'ondulation de tension sert à trouver l'inductance de piste

## Chapitre 5 ANALYSE DES PERFORMANCES DE COMMUTATION

Cette partie présente principalement les mesures qui ont été effectuées ainsi que les défis que la commutation présente.

### 5.1. Considérations pratiques et mise en œuvre

Afin de mesurer les variables qui nous intéressent (tension, courant, température), des procédures de tests ont été mises en place. Le but ici est de mettre en avant la fiabilité des résultats présentés.

#### a. Validation de carte

La procédure de test présentée vise à tester le bon fonctionnement de l'électronique de commande, la bonne soudure des composants de puissance et leur bon fonctionnement. Ensuite des considérations pratiques liées à la mesure haute fréquence sont exposées. Les étapes de validations d'un prototype sont au nombre de 6. Après ces vérifications, les mesures servant la thèse peuvent être effectuées.

##### A. Alimentation

L'alimentation basse tension est la première étape de vérification. C'est elle qui permet l'alimentation des commandes de grille et le traitement des signaux PWM. Le test est constitué de deux étapes comme montrées à la Figure 5-1. Le premier test (a) permet de vérifier l'alimentation générale tandis que la deuxième test (b) permet de valider que la commande de grille correspond au PWM d'entrée et aux différents traitements qui lui sont appliqués (temps mort, inversion par exemple) le cas échéant.



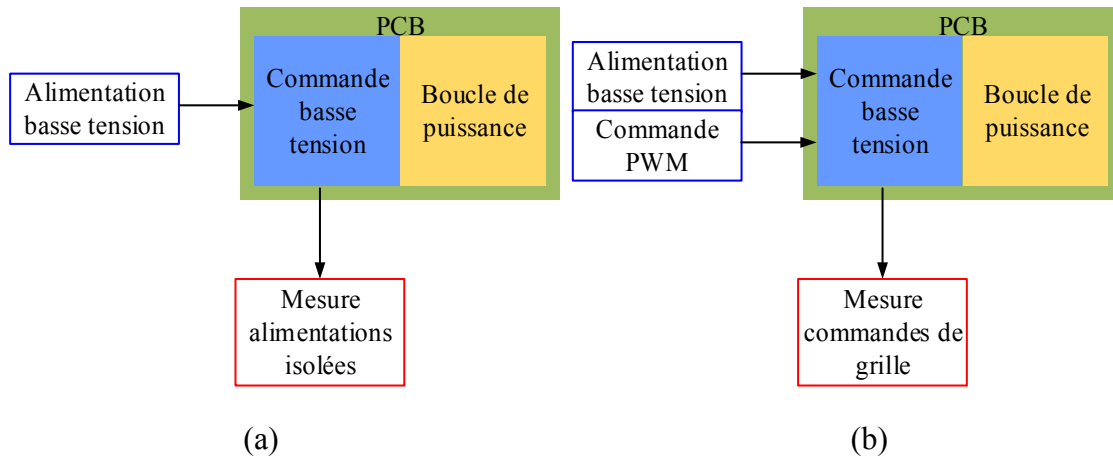


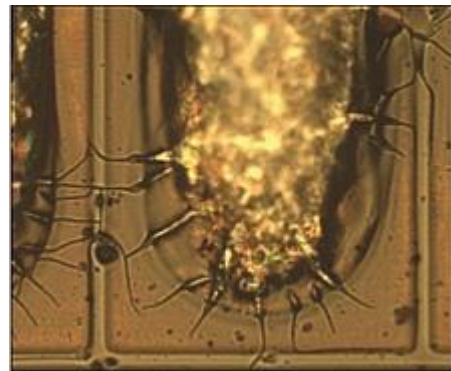
Figure 5-1: Etapes de vérification de la partie basse puissance

### B. Boucle de puissance

Etant donné la difficulté de soudure des HEMTs dont les pistes de connexion peuvent atteindre une taille de  $200\mu\text{m}$ , il faut effectuer des tests permettant de détecter tout défaut de soudure. Le fabricant professionnel réalisant la fabrication des prototypes garantit la faisabilité grâce à son processus industriel. Cependant, des défauts peuvent être des dendrites. Ces points sont présentés à la Figure 5-2. Il existe des moyens de détecter tout défaut en utilisant des rayons X par exemple. Ces moyens étant difficiles à mettre en place, des tests électriques illustrés à la Figure 5-3 sont effectués. Ils permettent de valider l'aspect fonctionnel du montage.



(a)



(b)

Figure 5-2: (a) Photo d'un HEMT d'EPC®, la largeur des connexions est de  $200\mu\text{m}$  (b) dendrites de soudures provoquant des courts-circuits.

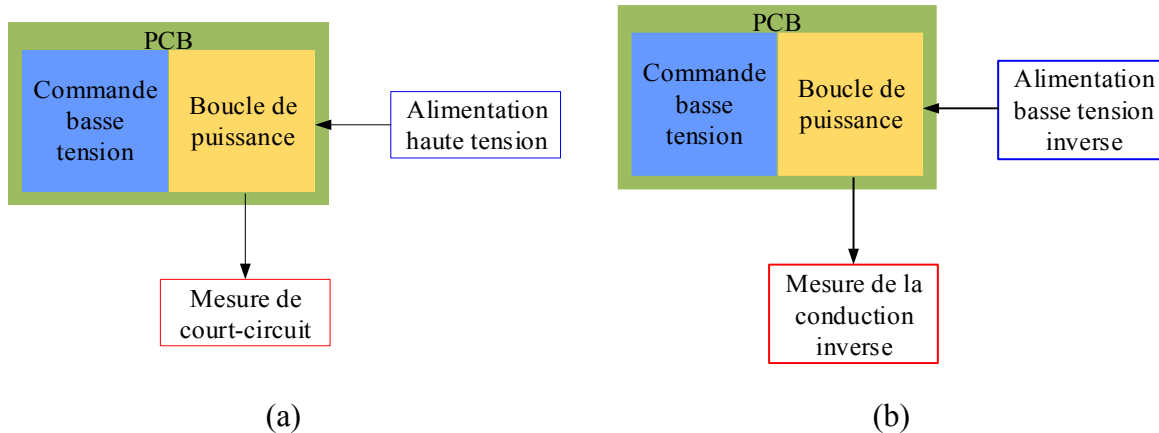
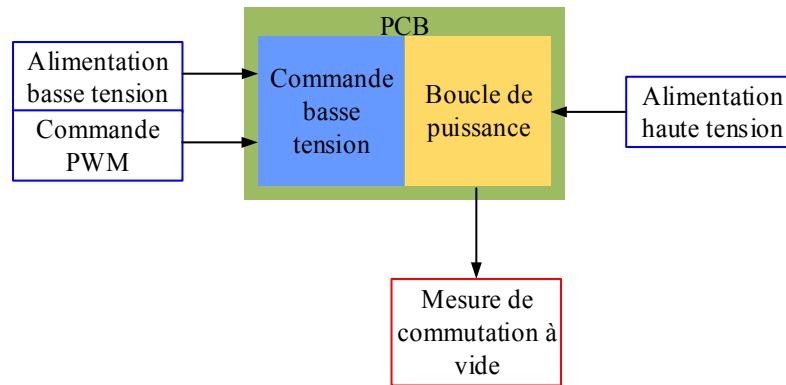


Figure 5-3: (a) test de l'absence de mauvais alignement et de dendrites (b) test de la conduction inverse, détection de composants brisés.

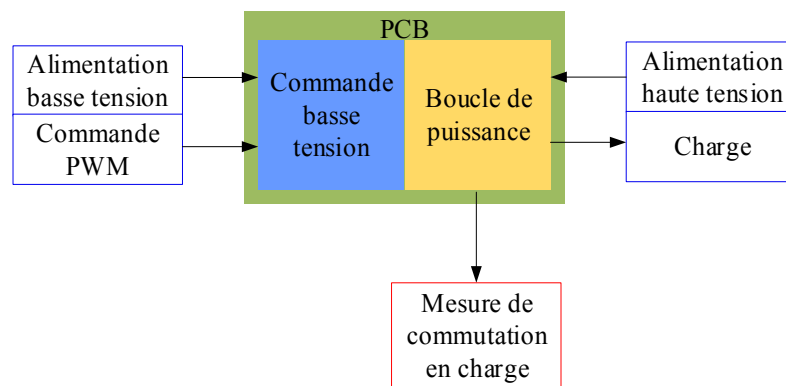
Le premier test (a) vérifie l'alignement ainsi que la rotation du composant et, les dendrites, tous ces aspects pouvant provoquer un court-circuit. La deuxième test (b) vérifie que le composant n'a pas été trop chauffé lors du montage et que les connexions sont bien faites. Un résultat typique est une tension correspondant à celle trouvée dans la documentation technique pour un courant inverse. Ces deux aspects peuvent induire des composants se comportant en circuit ouvert.

### C. Mesure de commutation

Cette étape est la dernière avant utilisation du prototype pour des mesures ayant trait à la thèse. Elle permet de valider que la partie puissance est bien commandée par la partie basse puissance. Elle permet également de vérifier s'il n'y a pas de conduction simultanée des interrupteurs haut et bas. Ces vérifications sont exposées à la Figure 5-4. La commutation en charge, est faite avec une charge faible, le but est de valider le fonctionnement de global du convertisseur et non de le soumettre à un stress important. Il est cependant important de le faire, car ajouter une charge modifie les profils de commutation et peut faire apparaître des dysfonctionnements comme une surchauffe anormale. Ces points doivent être vérifiés.



(a)



(b)

Figure 5-4: (a) test de commutation à vide, validation de la commande (b) test avec charge, identification de problèmes liés à la circulation de courant

## b. Mesure haute fréquence

Les signaux mesurés ici ont des temps de montée très faible, typiquement de l'ordre de la nanoseconde. Bien que ces temps de montée soient communs dans l'électronique faible puissance et les télécommunications, cela est moins fréquent en ce qui concerne l'électronique de puissance. Il faut alors comprendre comment mesurer de tels signaux tout en gardant les sécurités nécessaires avec des puissances pouvant être importantes.

### A. Placement des sondes et bande passante

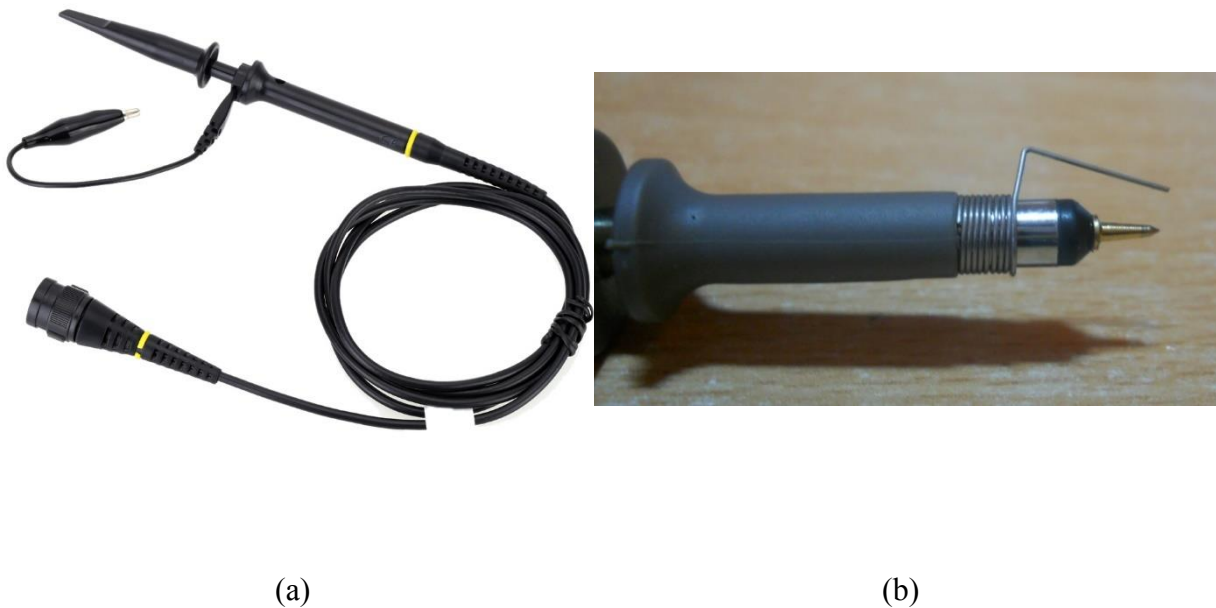
Tout appareil utilisé dans le cadre du travail présenté ici doit posséder des spécifications permettant la mesure des signaux sans laisser de doute sur la véracité des courbes obtenues. En

se basant sur (5-1) il est possible de connaître la bande passante nécessaire pour mesurer un signal de 1 ns. Un signal possédant un temps de montée de 1 ns correspond alors à une fréquence de 350 MHz. Une règle communément admise est de posséder un appareil avec une bande passante au moins 5 fois [75] supérieure soit ici 1.75 GHz.

$$f = \frac{0.35}{t_r} \quad (5-1)$$

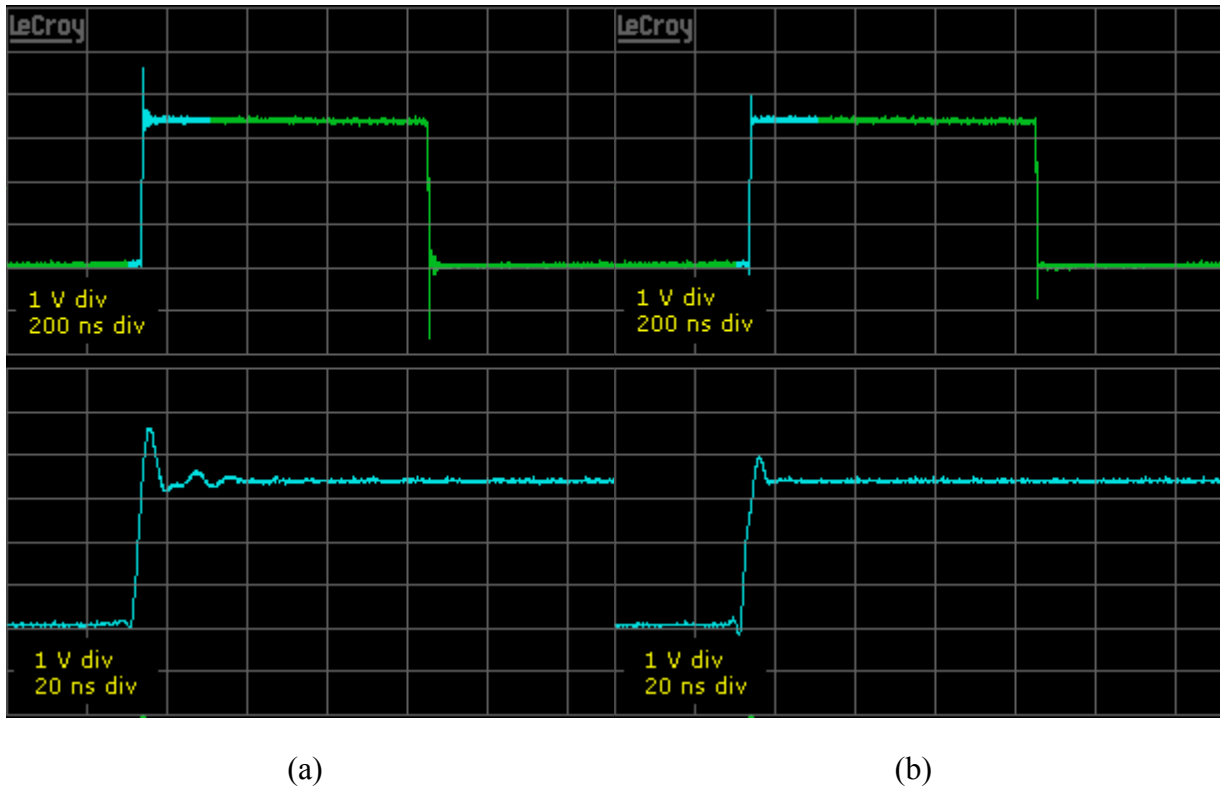
Le deuxième point crucial est le positionnement physique de la sonde de mesure sur le circuit à mesurer. Comme montré à la Figure 5-5, il existe deux types principaux de connexion de masse pour une sonde d'oscilloscope. Selon le cas, aussi bien la connexion (a) que (b) peut convenir. Dans le cas de hautes fréquences, la connexion (a) possède le désavantage de créer une boucle par le fil menant à la pince de masse. Cette boucle vient alors créer une inductance qui modifie la lecture du signal mesuré.

Dans le cas (b), la boucle correspond au point de mesure et au fil enroulé autour de la pointe. La boucle présente alors une aire très faible et l'inductance résultante est considérée comme non



*Figure 5-5: (a) Sonde d'oscilloscope standard (b) Sonde d'oscilloscope avec connexion de masse pour mesures haute fréquence*

significative, la différence est montrée à la Figure 5-6. Dans le travail présenté ici, la précision est importante, seule la connexion de masse optimisée est utilisée.



*Figure 5-6: (a) mesure avec la connexion de masse crocodile (b) mesure avec la connexion de masse optimisée Crédits : Lecroy®*

## B. Transformateurs d'isolement

Les sources de tension et appareil de mesures sont tous raccordés au même réseau électrique. Cela implique donc que toutes les masses sont communes. Afin de pouvoir effectuer des mesures avec la masse de référence de la sonde ailleurs qu'à la masse générale, il existe différentes méthodes. Soit enlever la troisième connexion de masse des prises de courant à l'aide d'un adaptateur, soit l'utilisation d'un transformateur d'isolement.

L'oscilloscope utilisé possède une connexion directe entre la masse de mesure et la masse de terre. Cette masse de terre est commune à tous les appareils connectés, que ce soit pour mesure ou pour alimentation basse tension.

Afin de remédier à d'éventuels problèmes liés à différentes masses, les alimentations basse tension possèdent des sorties isolées. Cette isolation se fait à l'aide d'un transformateur, permettant de couper le contact physique primaire/secondaire. De plus, les lois à respecter en terme d'émission électromagnétique peuvent amener à utiliser des condensateurs afin de supprimer le courant haute fréquence du circuit [76]. Ces deux aspects amènent à considérer le modèle [77] illustré à la Figure 5-7. La figure fait apparaître les condensateur  $C_w$ , dû à la proximité des enroulements primaires et secondaires ainsi que les condensateurs  $C_y$ . Ce dernier est utilisé afin d'obtenir un convertisseur respectant les règles en matière de CEM.

Le HEMT est aujourd'hui un des composant de puissance le plus rapide existant. Il est peu probable que les composants constituant l'alimentation des appareils de laboratoire soient aussi performants. Les composants de filtrage EMI sont donc conçus en tenant compte de ces performances plus faibles.

L'impédance d'un condensateur est donnée par (5-2). Associée à la fréquence de 350MHz, correspondant au temps de montée d'un HEMT, l'impédance de  $C_y$  est plus faible que celle calculée pour l'alimentation interne de l'appareil. Cette haute fréquence crée alors un chemin de circulation du courant. Comme  $C_y$ , la capacité  $C_w$  n'est ici pas connue, mais le même raisonnement s'y applique. Nous possédons alors deux chemins possibles pour des courants hautes fréquences. Ces chemins de courant provenant des alimentations des éléments de mesure

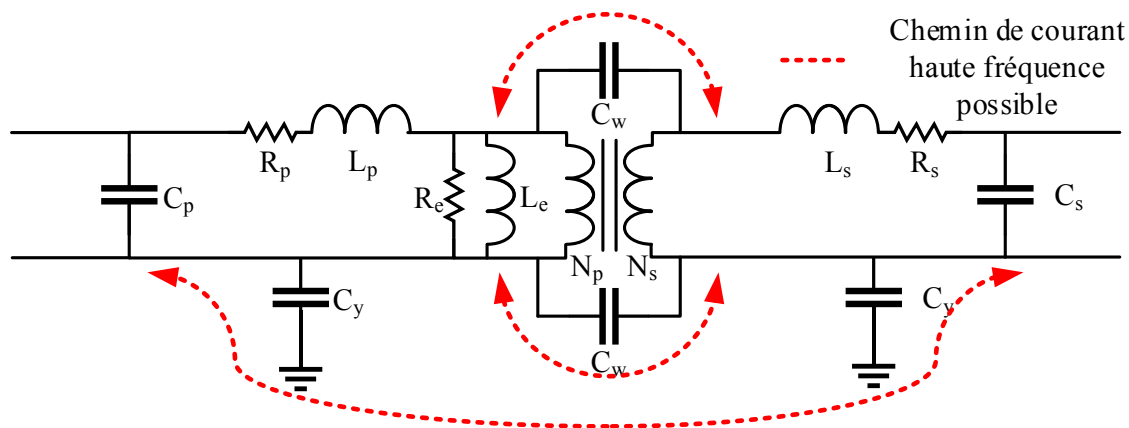


Figure 5-7: Modèle de transformateur faisant apparaître les diverses capacités parasites d'un transformateur ainsi que les condensateurs de filtrage pour la CEM

(oscilloscope, multimètre, etc...) ou d'alimentation ne permettent alors pas d'effectuer des mesures avec masse flottante que la terre soit connectée ou non. L'ajout d'un transformateur d'isolement peut diminuer le courant. Les tests effectués ont prouvé que  $C_w$  et que l'impédance obtenue calculable avec (5-2) est trop faible. Un courant a été observé, conduisant alors à une détérioration du prototype et mise en danger du matériel. Le problème ne peut alors pas être résolu, toutes les mesures sont alors prises avec la masse générale comme référence. Une sonde différentielle a été envisagée mais la bande passante du matériel disponible n'était pas satisfaisante.

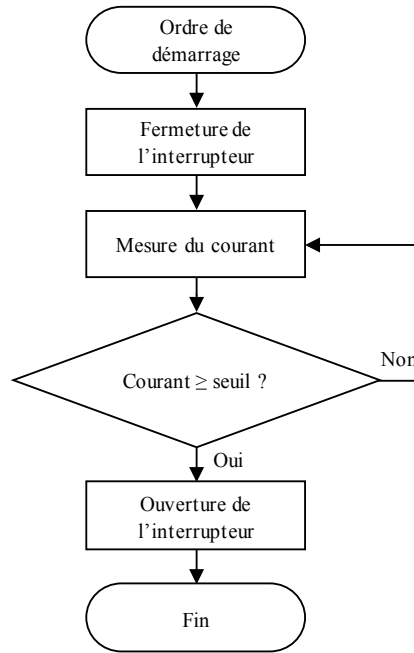
$$|Z| = \frac{1}{C2\pi f} \quad (5-2)$$

## 5.2. Prototype n°1

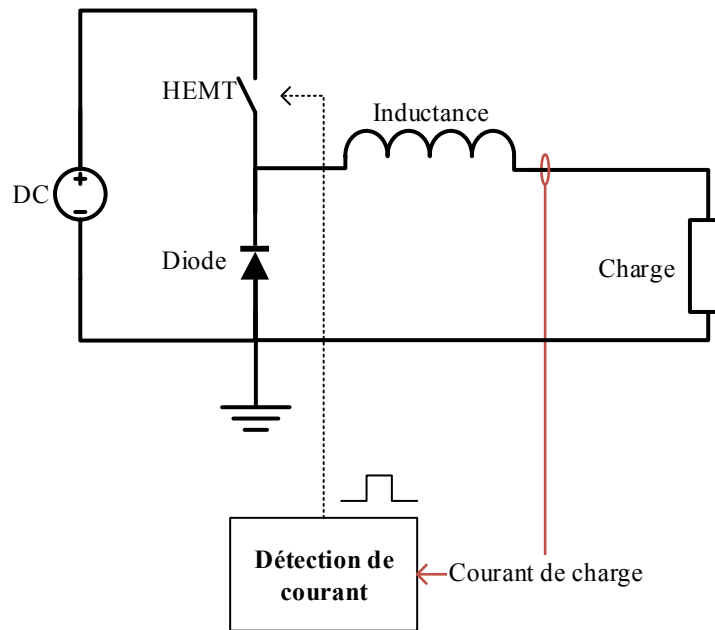
Le premier prototype a servi à mieux comprendre les enjeux de la commutation haute fréquence. Sa conception a été faite durant la première année où les techniques de conception optimisée et de contrôle des paramètres n'est pas encore mis au point ni appliquées. Une charge inductive est utilisée afin de prendre en compte la réalité d'utilisation d'un bras de commutation. Ce prototype propose de comprendre comment un circuit non optimisé réagit lorsqu'il est utilisé avec la technologie HEMT. De fortes surtensions et oscillations sont obtenues, elles montrent que l'utilisation du composant n'est pas faite dans un contexte optimal et que le circuit peut être amélioré.

### a. Caractéristiques

La conception ne tient pas encore des règles d'optimisation d'inductance et de résistance évoqués dans les précédents chapitres. Une carte mère permet de tester différents composants que l'on vient connecter dessus par le biais de cartes filles. Sa logique de fonctionnement est illustrée à la Figure 5-8. Une photo du prototype est visible à la Figure 5-9.



(a)



(b)

Figure 5-8: Logique de fonctionnement du prototype n°1, permettant la commutation à un courant donné (a) : schéma logique du fonctionnement de la détection de courant, (b) : schéma électrique simplifié de la carte.



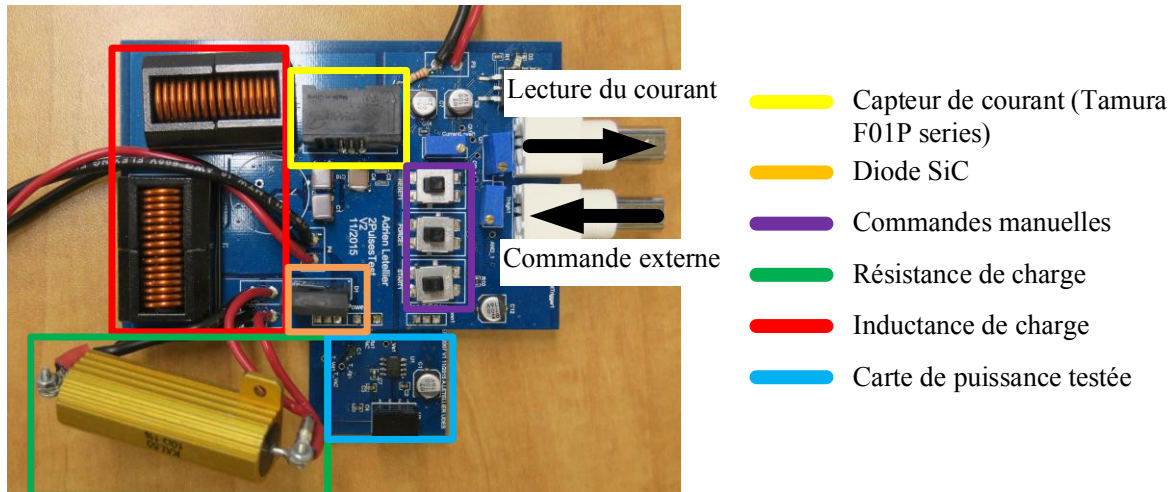


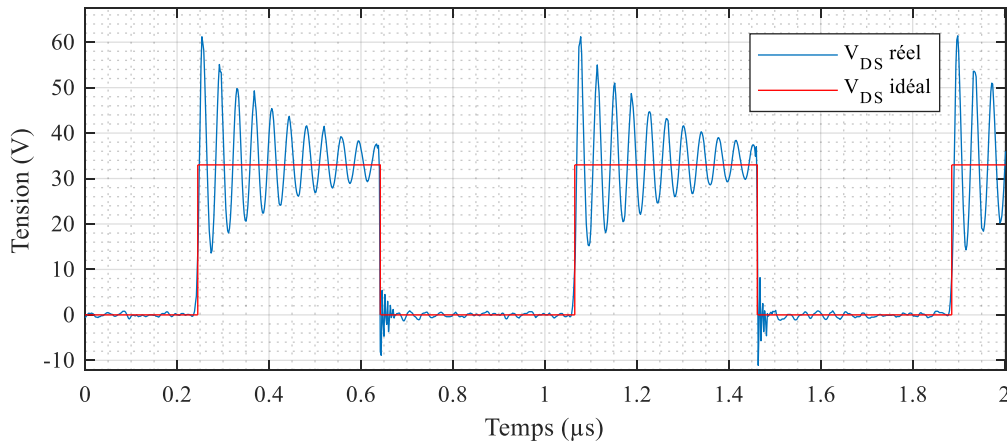
Figure 5-9: Photo du prototype et détails des différentes parties.

Les résultats obtenus avec différents composants sont exposés dans la partie suivante. Pour chaque carte, un compte rendu du résultat est donné, et l'inductance de piste est extraite à partir de la résonance. Pour chaque composant testé l'inductance de boucle est calculée afin de pouvoir les comparer et d'estimer la part due à la conception physique et celle due au composant de puissance.

## b. Résultats

### A. Composant TPH3202

Ce composant utilise la technologie Cascode. Mais la majeure partie de ses performances est due au composant HEMT. Dans le résultat exposé à la Figure 5-10, le signal est généré à partir d'une source externe. En utilisant les commandes internes, il est possible de forcer la commutation selon ce PWM. Dans ce cas, la résistance est suffisamment élevée pour limiter le courant. Le but est de pouvoir visualiser si les surtensions sont stables dans le temps. Ici la surtension atteint 61 V et le temps de montée est de 10ns. La tension de bus DC est de 33 V, la surtension est donc de 85 %. La fréquence des oscillations est de 26.9 MHz, en utilisant (3-8) avec une valeur de  $C_{oss}$  comprise entre 110 pF et 130 pF, l'inductance de la boucle de commutation est comprise entre 269 nH et 318 nH. Comparée aux valeurs qu'il a été possible d'atteindre dans le Chapitre 4, cette valeur est extrêmement élevée pour l'utilisation de composants haute vitesse tels des HEMTs.



*Figure 5-10: Résultat de la commutation du composant TPH3202. On peut voir sur cette figure le profil de commutation obtenu ainsi que la tension idéale. La commutation est effectuée avec un courant de 3A.*

Pour de forts courants, l'énergie stockée dans l'inductance de la boucle de commutation ne peut plus être négligée. Ici, le faible courant de 3 A utilisé lors des tests permet d'utiliser le modèle développé dans le cadre de la présente thèse dans le Chapitre 3. Le résultat doit être interprété en intégrant cet aspect. En utilisant les outils développés, il est possible de reproduire la forme d'onde de la commutation et de connaître quel peut être l'avantage à utiliser un *snubber* dans ce cas.

Il est possible de connaître le comportement à plus haute tension, tout en gardant le même design. Ces courbes sont visibles à la Figure 5-11 et présentent une forte concordance entre la courbe provenant des essais expérimentaux (a) et la courbe reproduisant ce comportement (b). La surtension est très proche, avec un résultat donnant un dépassement de 91% et un temps de montée de 8.7 ns. Il est possible de constater que le *snubber* avec résistance optimale permet de grandement améliorer la forme d'onde obtenue lors de la commutation en supprimant presque entièrement les oscillations et en réduisant la surtension à 60%.

Une simulation est effectuée en cherchant à obtenir une tension d'utilisation maximale du composant tout en prenant en compte la surtension. La capacité  $C_{oss}$  est modifiée en tenant compte des courbes données dans la documentation technique. Sans *snubber* la tension maximale atteint 680V avec un dépassement de 94% et avec *snubber* la tension atteint 569V avec un dépassement de 62%. La puissance dissipée par le *snubber* est de 1.96W pour une

---

fréquence de commutation de 500 kHz. Il est possible d'obtenir moins de pertes en diminuant l'impact du *snubber* ou à l'inverse, obtenir un effet plus fort avec plus de pertes.

La Figure 5-13 permet de voir la charge de la grille du HEMT. La surtension est de 28% avec un maximum à 15.36V pour une alimentation à 12V. Les oscillations montrent que le chemin inductif de la grille est trop élevé. Une analyse à posteriori de la conception effectuée montre une inductance commune entre la boucle de puissance et la boucle de grille importante. Cette inductance vient alors effectuer un couplage des tensions, participant aux oscillations.

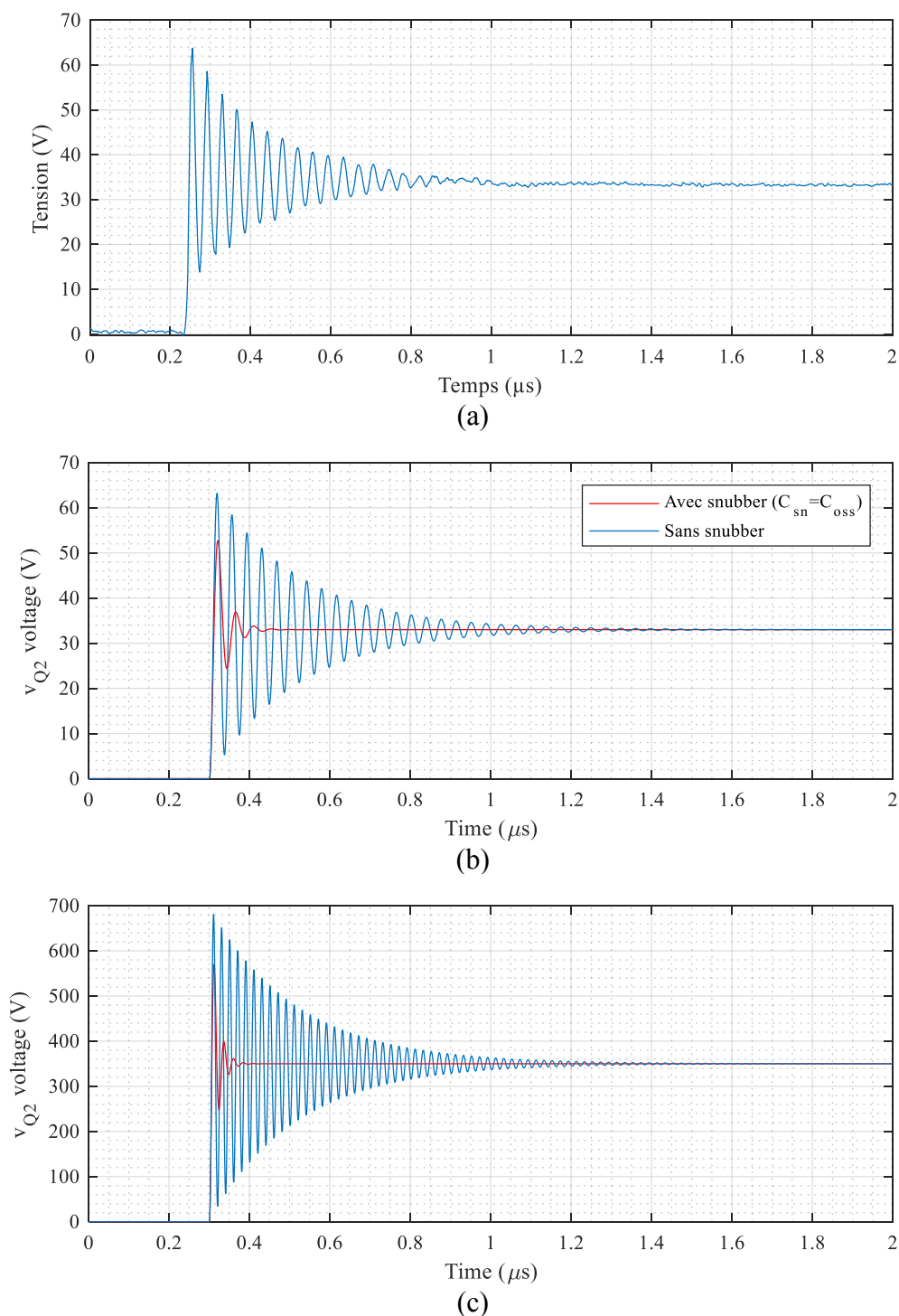
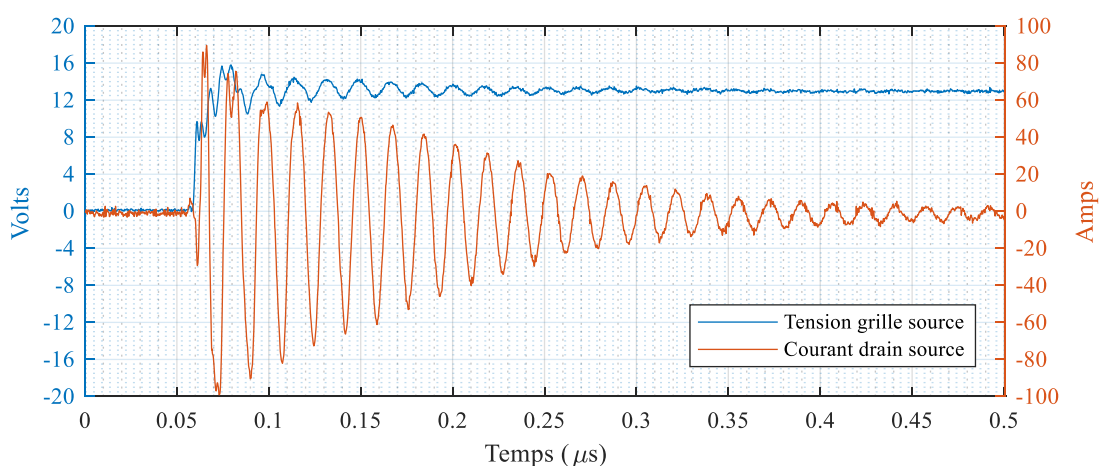
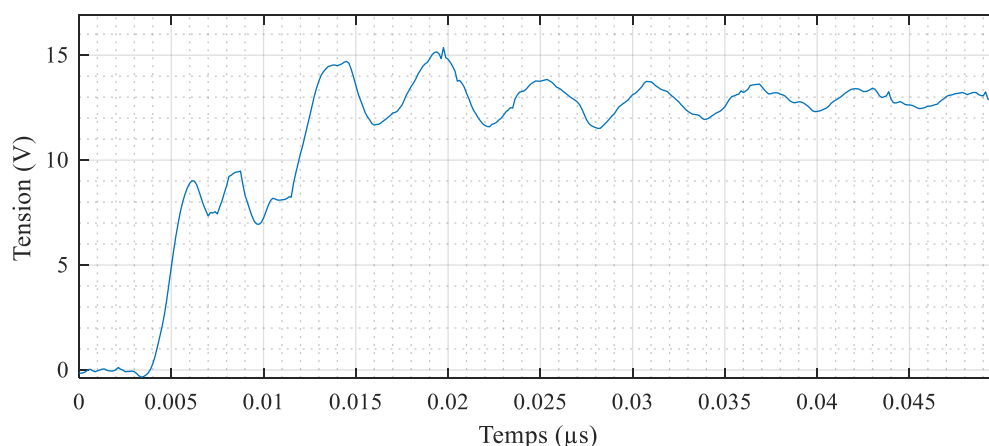


Figure 5-11: Courbe expérimentale de commutation ainsi que les résultats du modèle mis en place au Chapitre 3. (a) : Courbe expérimentale,  $V_{DC}=33V$ , (b) résultat du modèle, (c) Utilisation du modèle à tension maximale.

La mesure de courant affichée à la Figure 5-12 montre de fortes oscillations avec un pic mesuré de 100 A. Cette mesure pose deux questions, la mesure est effectuée à travers des résistances de faible valeur, donnant une faible tension, reliées à la sonde par des pistes. Cette configuration pose la question de l'interférence magnétique entre les ondulations de tension et la mesure de courant. Ce qui peut impacter la mesure de manière indéfinie. Le deuxième point est que si la mesure est correcte, les courants sont très supérieurs à ceux donnés pour le composant (9 A). Ces courants importants peuvent alors endommager le composant.



*Figure 5-12: Courbes du courant drain-source et tension grille source. De fortes oscillations de courant, associées à celles de tension sont présentes.*



*Figure 5-13: Courbe de la tension de grille du HEMT lorsque celui-ci devient passant. Le driver de grille est alimenté en 12V*

Ce prototype appliqué à ce composant présente un profil de commutation de mauvaise qualité, avec de fortes oscillations en tension et courant. Le point positif est que malgré ces défauts, le temps de montée obtenu de 8.7 ns est déjà très faible comparativement aux temps qu'il est possible d'obtenir avec des MOSFETs possédant le même boîtier. Un dernier point à retenir est que l'inductance minimale qu'il est possible d'obtenir est limitée par les boîtiers des composants de puissance. Les boîtiers standards ne sont donc pas adaptés à de tels temps de commutation.

Du fait de l'échauffement de la carte, il n'est pas possible d'augmenter le courant de test, montrant une des limites de ce prototype pour une utilisation pratique.

#### B. Composant GS61008P

Le prochain composant à être testé sur ce prototype est le GS61008P. Composant dont la partie active est constituée uniquement de GaN. Plusieurs courants sont testés, le plus important de 20 A a détruit le composant sans qu'il soit possible de prendre de mesure à ce moment exact. Une mesure est tout de même présentée et montre que malgré la haute inductance de la boucle de commutation, une commutation rapide avec un courant important est possible.

- Courant de 3 A

Les résultats obtenus avec ce prototype sont visibles de la Figure 5-14 à la Figure 5-16. Comme précédemment, de fortes oscillations apparaissent tant au niveau de la tension que du courant. La fréquence des oscillations est de 50MHz, ce qui donne une inductance de boucle de 31.7nH. L'inductance est bien plus faible que précédemment alors qu'uniquement le composant a été modifié. Cette réduction de plus de 250nH peut alors être imputée au composant ayant un boîtier TO220 et au design de la carte à tester. La valeur du courant mesurée est plus faible. Cependant, comme stipulé plus haut, la qualité de cette mesure est incertaine, ne permettant pas de conclure avec la valeur du courant mesuré sur d'éventuels courants dommageables pour le circuit.

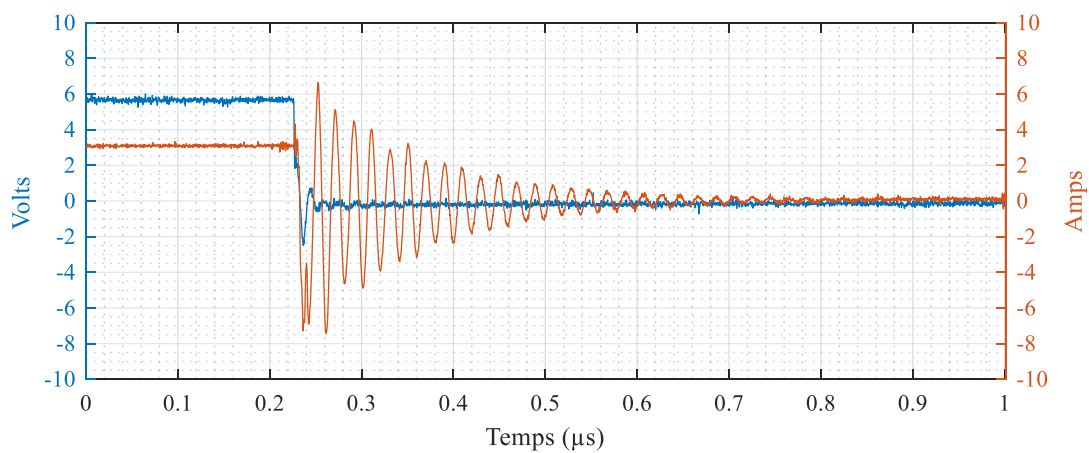


Figure 5-14: Courbes de la tension de grille et du courant drain source à 3 A (composant GS61008P)

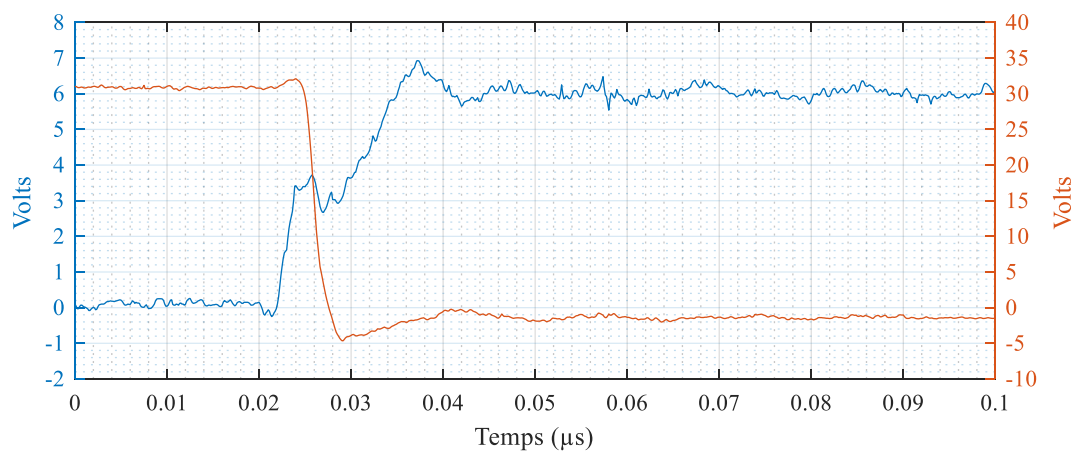


Figure 5-15: Courbes de la tension de grille et de la tension drain source à 3 A

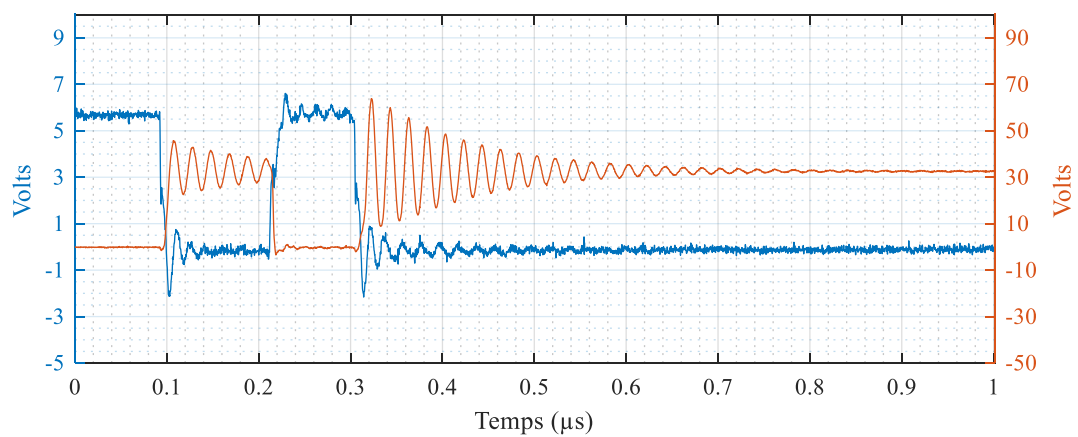


Figure 5-16: Courbes de la tension de grille et de la tension drain source à 3 A

- Courant de 6 A

Dans le test à 6 A, le résultat comporte les mêmes conclusions, avec une inductance trop élevée et des oscillations durant trop longtemps, la test étant rapide, la température du composant est restée stable à 22 °C.

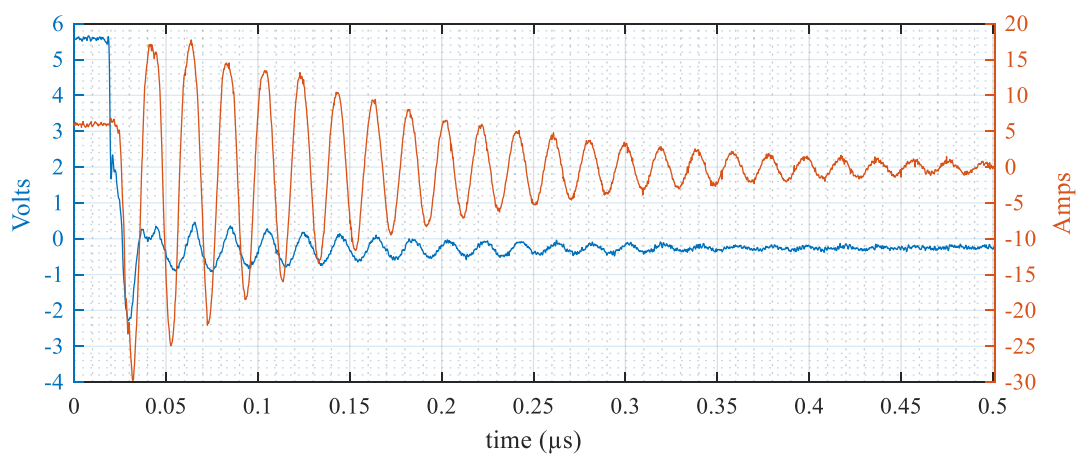


Figure 5-17: Courbes de la tension de grille et du courant drain-source à 6 A

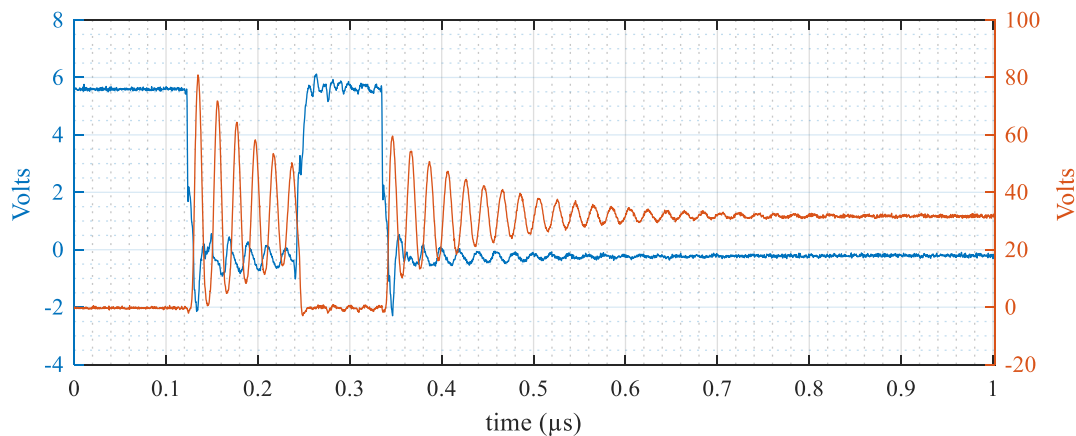


Figure 5-18: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 6 A



- Courant de 20 A

Avec un courant de 20 A, il n'a pas été possible de faire plusieurs relevés, le composant ayant été détruit par le test. Il est tout de même possible de voir à la Figure 5-19 que la commutation existe bel et bien à 20 A sous 33 V. L'élément limitant est alors la température du composant et la surtension à ses bornes. La température n'a pas pu être mesurée du fait de la destruction du composant lors du test.

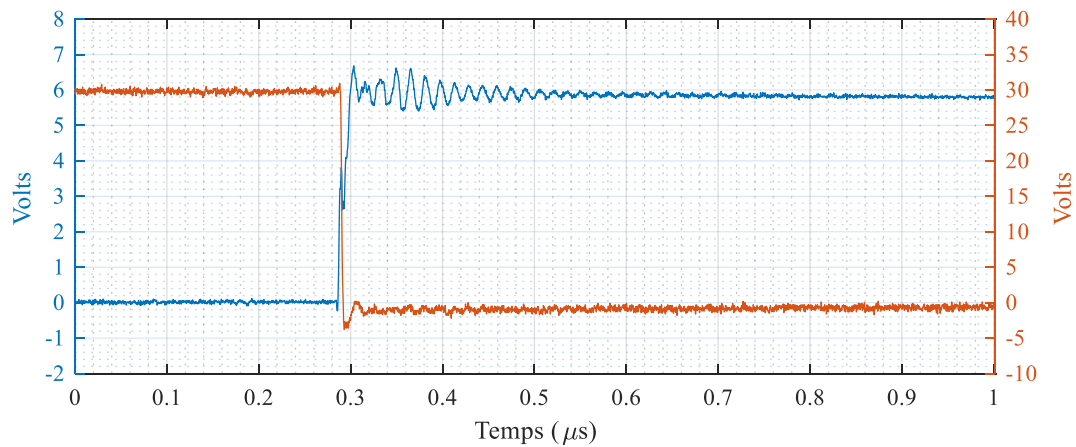


Figure 5-19: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 20 A

### C. Composant EPC 2007

Les tests fait avec le composant EPC2007 avec les courbes visibles de la Figure 5-20 à la Figure 5-23 montrent les mêmes problèmes de surtension, l'inductance obtenue ici est de 36 nH, comparable à celle obtenue avec le précédent composant. Ces essais avec ces prototypes ont eu lieu avant les développements mathématiques élaborés dans les chapitres précédents, ils ont permis de comprendre que des paramètres indésirables non maîtrisés sont des paramètres limitant pour la commutation de puissance haute fréquence.

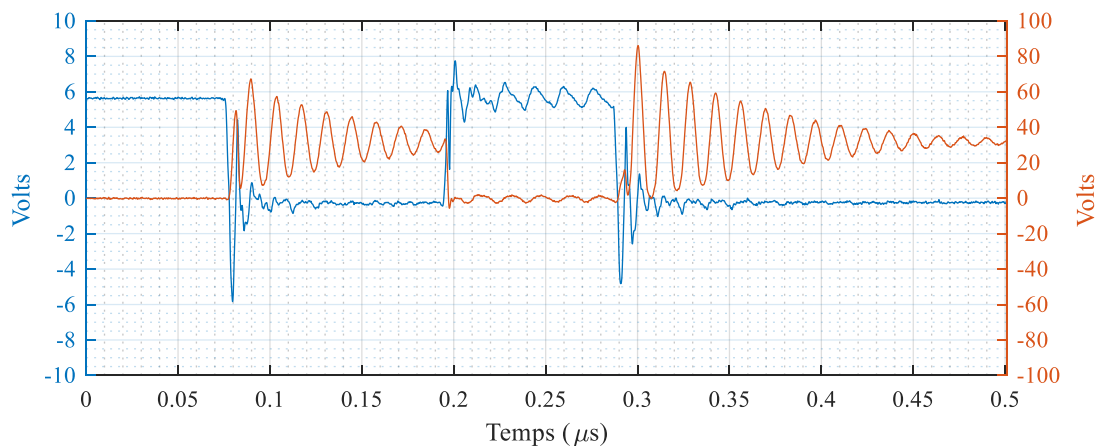


Figure 5-20: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A (composant EPC 2007)

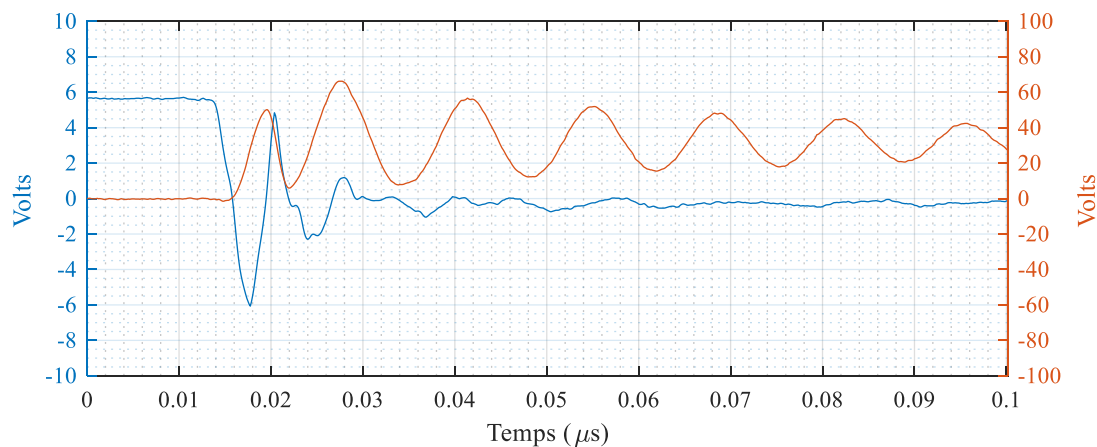


Figure 5-21: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A

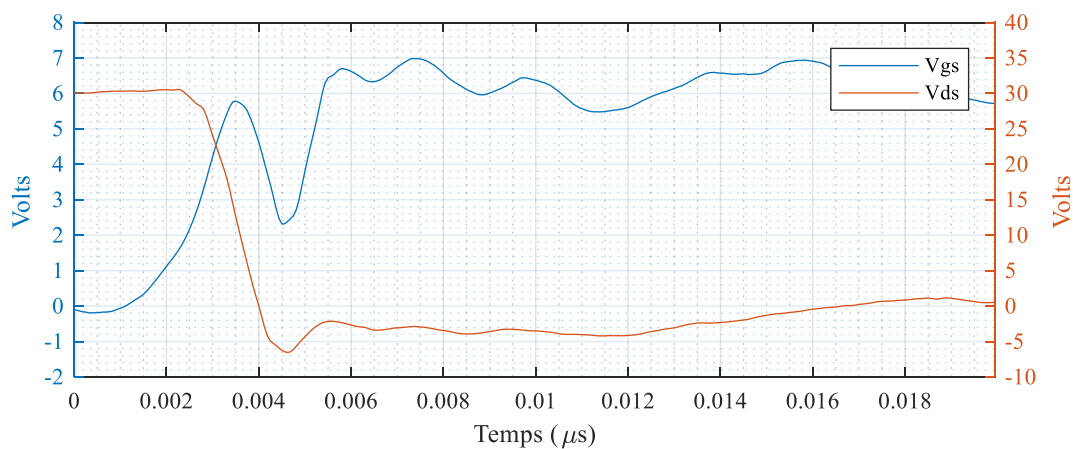


Figure 5-22: Courbes de la tension de grille et de la tension drain-source à 3 A

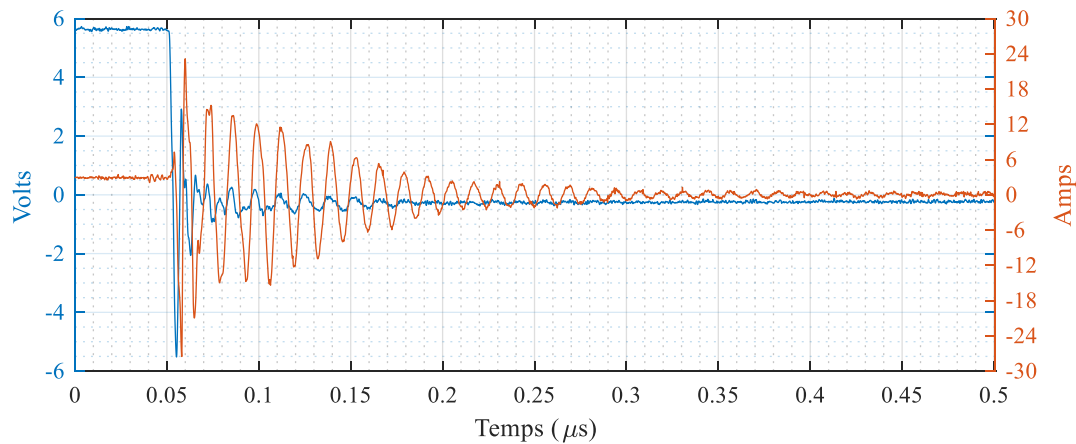


Figure 5-23: Courbes de la tension de grille et de le courant drain-source à 3 A

### c. Conclusion

Ce prototype et les composants testés ont permis de mieux comprendre l'impact d'un PCB dont la réalisation ne permet pas de maîtriser les éléments indésirables de manière suffisamment précise. Ici, les dépassements et oscillations de courant obligent à grandement diminuer la tension d'utilisation des composants. Les oscillations de courant posent la question de l'échauffement du composant qui peut alors ne pas être en mesure de supporter la montée en fréquence souhaitée. Une autre conclusion importante sur ces essais est que la mesure de courant est très délicate. Afin de pouvoir obtenir une grande bande passante correspondant aux temps de montée des signaux, des résistances de faibles valeurs sont utilisées. Le signal obtenu est faible et peut alors être facilement perturbé par les signaux provenant de la boucle de puissance par le biais d'un couplage magnétique par l'inductance commune liée à la boucle de commande de grille. Toute solution de filtrage modifie le signal, il reste alors peu de solution pour visualiser le courant avec une bonne fiabilité.

Dans les résultats du prototype final, le courant de la boucle de commutation n'est pas mesuré pour ces raisons, mais également, car les résistances modifient le chemin du courant. La mesure modifiant alors le résultat mesuré. Un autre moyen de reconstitution du courant de boucle est présenté.

### 5.3. Prototype n°2

Ce prototype est la version finale qui permet de faire transiter de la puissance à des fréquences testées jusqu'à 2 MHz. Le courant de la boucle de puissance n'est pas mesuré afin d'éviter que le dispositif de mesure ne modifie le résultat de l'inductance de la boucle de puissance.

#### a. Caractéristiques

Ce prototype permet d'effectuer de la conversion de puissance à partir d'une commande externe. Celle-ci est complétée et un temps mort est ajouté afin d'éviter une conduction simultanée entre l'interrupteur du haut et celui du bas. La logique de cette commande est illustrée à la Figure 5-24.

Une photographie de la carte avec les différentes fonctions est visible à la Figure 5-25. La carte respecte la topologie 3D-2 et son inductance de boucle est donc calculable avec (4-42).

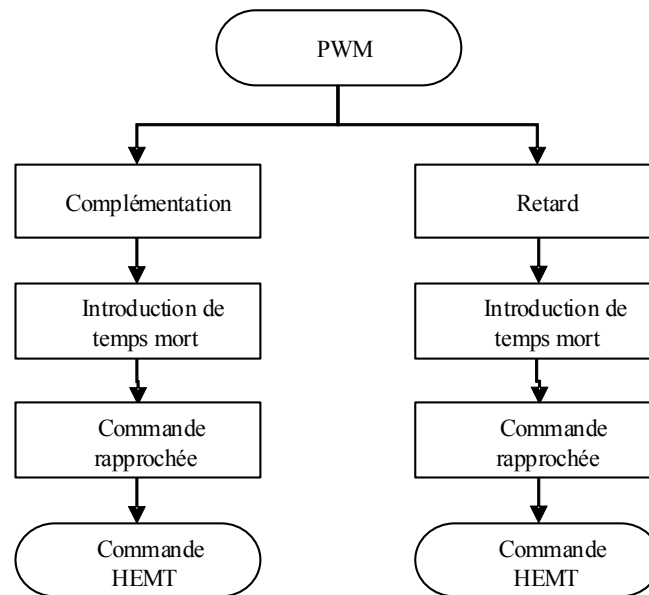


Figure 5-24: Logique de complémentation et ajout de temps mort de la partie commande de la carte

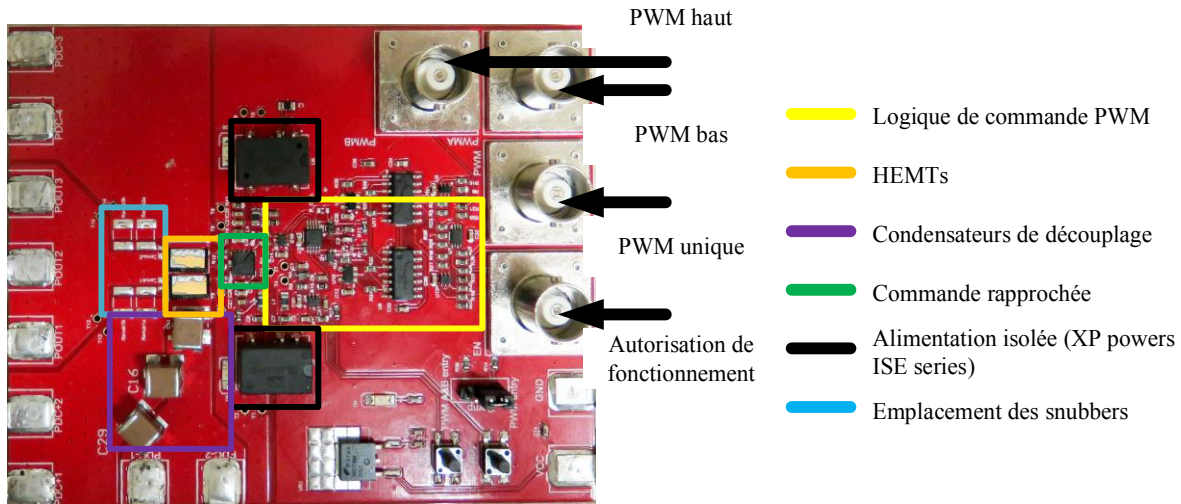


Figure 5-25: Carte de prototype utilisée avec les différentes fonctions, la boucle de puissance possède les dimensions de  $16.5\text{ mm} \times 6.5\text{ mm} \times 0.175\text{ mm}$

Les essais effectués sur ce prototype concernent les points d'intérêt suivant :

- Inductance de boucle
- Temps de commutation
- Prédicibilité par le modèle de *snubber* mis au point
  - Surtension
  - Effet du *snubber*
- Rendement

## b. Résultats

### A. Inductance de boucle

Comme démontré lors des chapitres précédents, l'inductance de boucle est un paramètre très important pour l'estimation du comportement du HEMT lors de sa commutation. Les tests effectués avec le prototype permettent de la retrouver à l'aide de la fréquence des oscillations lors de la coupure du courant. Un premier résultat de ce test est présenté Figure 4-29. Ici, un autre test effectué sous une tension différente, donc avec une capacité  $C_{oss}$  différente. Le résultat de la commutation est présenté à la Figure 5-26. La fréquence de l'oscillation est de 242 MHz.

La tension de 48.5V permet d'utiliser la valeur spécifiée dans la documentation technique de 280 pF pour  $C_{oss}$ . En utilisant (3-8), l'inductance obtenue est de 1.45 nH.

Les dimensions de la boucle sont obtenues lors de la conception avec le logiciel Altium Designer® ainsi que les spécifications du fabricant sur les écarts de couches. Les mesures dans Altium Designer® sont visibles à la Figure 5-27 et donnent une inductance de 0.518 nH avec l'utilisation de (4-41). En prenant en compte l'inductance totale des condensateurs de découplage de 0.878 nH, le total de la boucle inductive est de 1.40 nH. L'écart très faible de 50 pH permet de valider le travail théorique effectué précédemment.

La boucle de commande de la grille présente la même topologie 3D-2 que celle de puissance. Il est ainsi possible de calculer théoriquement son inductance, de la comparer à une simulation numérique ainsi qu'au relevé expérimental. Le calcul théorique donne une inductance de 3.45 nH et la simulation numérique de 3.62 nH. L'absence d'oscillations de la tension de grille visible à la Figure 5-28 ne permet cependant pas de valider ce calcul. Cette absence de surtension et d'oscillation montre cependant que la réduction de l'inductance de la boucle de grille permet une commande très proche du cas idéal. Ceci démontre également la très faible valeur de l'inductance commune entre la boucle de grille et de puissance, permettant de ne pas subir les oscillations de cette dernière.

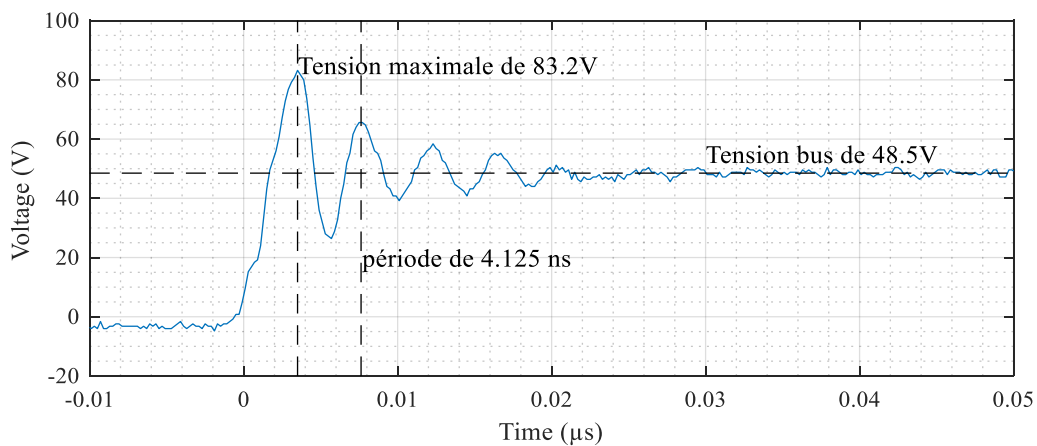


Figure 5-26: Courbe de tension pour la commutation dure d'un transistor HEMT. La fréquence de l'oscillation est de 250 MHz. Le  $dV/dt$  est de 21.9 V/ns

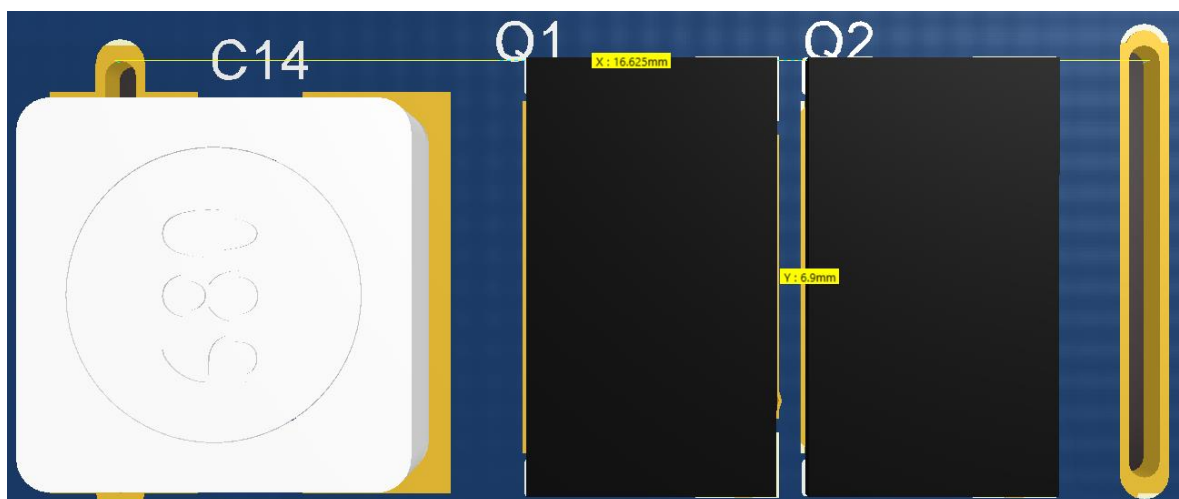


Figure 5-27: Mesure de la longueur et largeur de la boucle de puissance. L'écart entre les deux couches est de  $175\ \mu\text{m}$ .

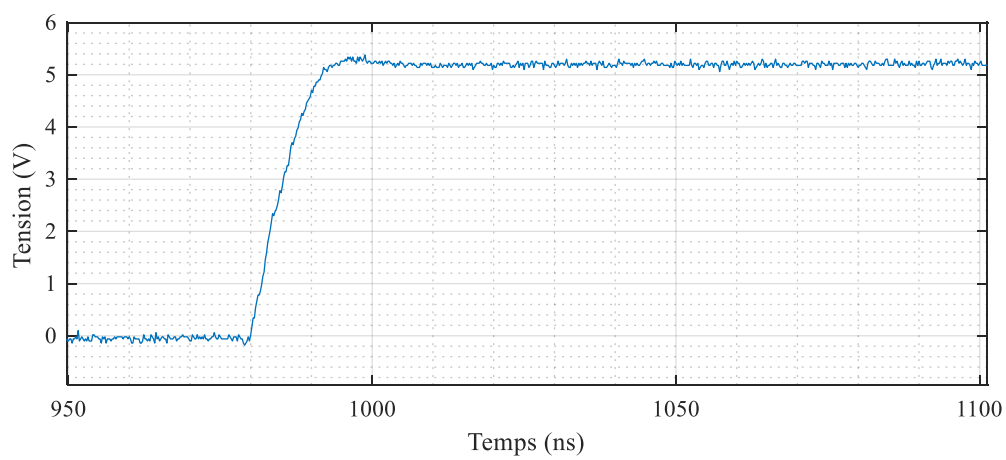


Figure 5-28: Profil de tension de la tension de grille lors de la commande de fermeture du HEMT.

### B. Temps de commutation

Ces prototypes ont permis de valider le calcul de temps de montée calculé précédemment. Le temps minimal de commutation de tension est donné par (5-3).

$$t_{off} = R_G C_{GD} \frac{V_{DS}}{V_{gp}} \quad (5-3)$$

Avec la documentation technique, le temps minimal de montée de la tension obtenu est de 1.3 ns. La Figure 5-29 permet de lire graphiquement le temps de montée qu'il est possible d'obtenir avec le composant utilisé selon l'inductance de la boucle de commutation d'après le travail présenté au Chapitre 3.

La valeur d'inductance et de temps de commutation trouvés expérimentalement sont tracés en rouge. Ils viennent confirmer la validité de la prédiction en recoupant exactement la courbe de prédiction. L'indépendance du temps de montée de la tension avec la valeur du courant de charge est validée grâce aux relevés pratiques du Tableau 5-1.

**Tableau 5-1: Relevé pratique du courant de charge et du temps de montée en régime permanent en mode Buck**

<b>I<sub>charge</sub> (A)</b>	0.00	2.82	3.10	3.15	8.95	8.97	9.37	12.20	13.00	15.00	15.30	17.80
<b>t<sub>off</sub> (ns)</b>	1.89	1.80	1.70	1.90	1.70	1.60	1.90	1.70	1.60	1.66	1.65	1.60

Concernant le temps de descente de la tension, celle-ci est impactée par deux paramètres influençant la décharge de  $C_{GD}$ . Le premier paramètre est la résistance de grille pour un cas idéal, donné par (5-4) et le second est le courant de charge lors d'une utilisation sur charge inductive.

$$t_{on} = R_G C_{GD} \frac{V_{DS}}{V_{GS} - V_{gp}} \quad (5-4)$$



La présence de temps morts impacte le comportement du bras de pont lors de la commutation en présence d'une charge inductive. Le cycle de commutation pour passer de la conduction du haut à la conduction du bas en mode hacheur sous-volteur est visible à la Figure 5-30 où les HEMTs constituant le bras de pont sont séparés en trois éléments par soucis de compréhension. Ces trois éléments sont un HEMT idéal, sa conduction inverse synchrone (5 V sur la grille) est représentée par une diode et, sa capacité  $C_{oss}$  mise en parallèle de ces deux éléments. Sur cette figure, la transition de (a) à (b) est effectuée lorsque l'interrupteur du haut s'ouvre. Le courant arrête alors de circuler dans celui-ci, mais, la tension doit encore atteindre son niveau final. Le courant dans la charge inductive peut être considéré constant durant ce laps de temps. C'est lui qui va déterminer le temps de transition de la tension. Les deux HEMTs étant égaux, le courant de charge est alors séparé en deux courants égaux dont l'un va décharger le condensateur  $C_{oss}$  du bas et l'autre charger le condensateur  $C_{oss}$  du haut. Le temps de transition est alors donné par (5-5).

$$t_{on} = \frac{2C_{oss} V_{DC}}{I_{charge}} \quad (5-5)$$

Ce processus de commutation peut s'arrêter de deux façons. La première est naturelle quand les tensions ont atteint leur seuil final. Alors, le cycle de commutation passe de (b) à (c). Dans le

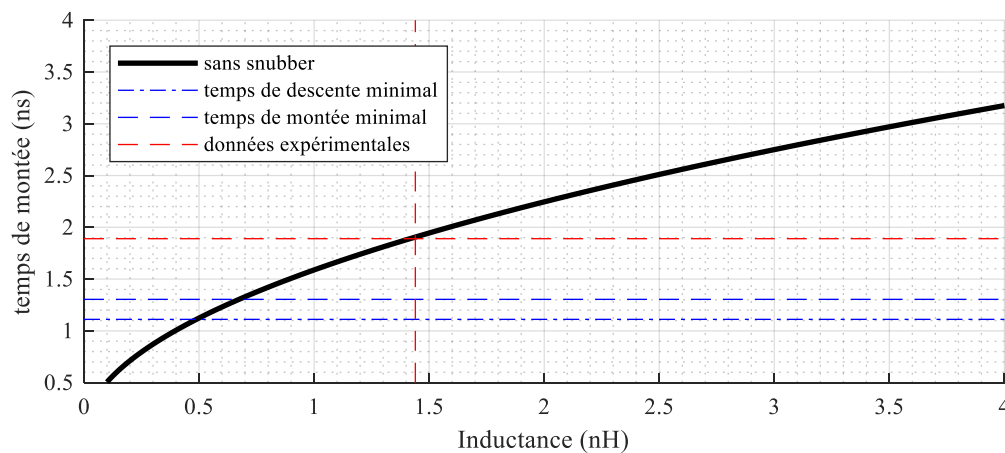


Figure 5-29: Temps de commutation minimum atteignables pour le prototype. Avec une inductance de piste plus basse que 0.5 nH, aucune différence de temps de commutation ne sera observée.

cas où le temps mort est trop faible, la fermeture de l'interrupteur du bas permet la circulation d'un courant suffisamment important pour que la vitesse de commutation ne soit plus limitée.

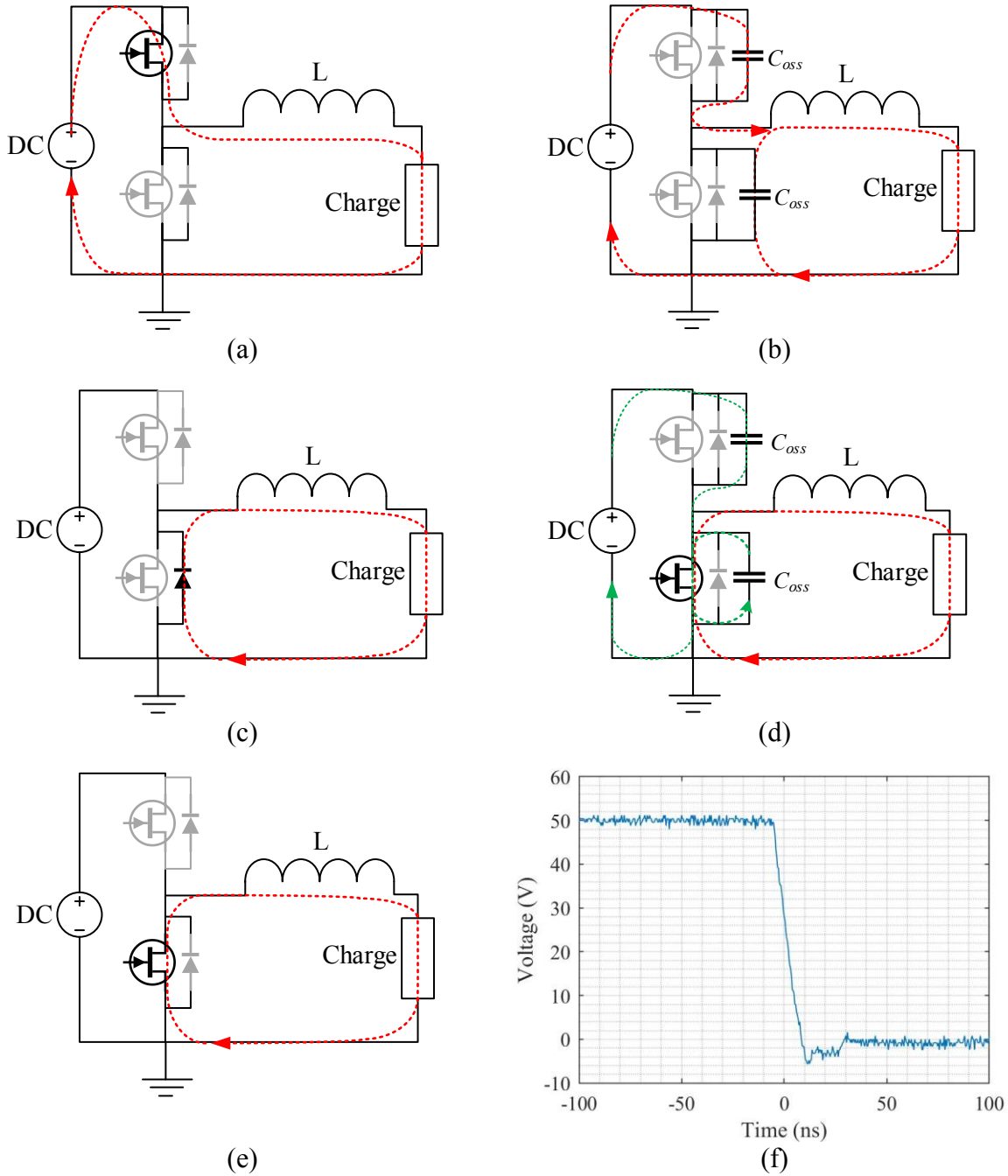


Figure 5-30: Etapes de commutation de (a) à (e). L'image (f) représente la forme d'onde obtenue expérimentalement durant une commutation sous 50 V

Dans ce cas, le cycle de commutation passe de (b) à (d). L'étape (e) correspond au HEMT du bas fermé, état final dans les deux possibilités.

La forme d'onde de commutation présentée en (f) correspond à une commutation du bras de pont sous 50 V avec un courant de charge de 1 A. L'application de (5-5) donne 14.8 ns quand la mesure pratique indique 15 ns.

La Figure 5-31 présente les temps obtenus expérimentalement et avec (5-5). Les temps obtenus calculatoirement sont très représentatifs de ceux obtenus expérimentalement. Cette formule est préférée pour un calcul du temps de commutation tenant compte du courant de charge. Ce temps ne peut cependant pas descendre sous celui donné par (5-4)

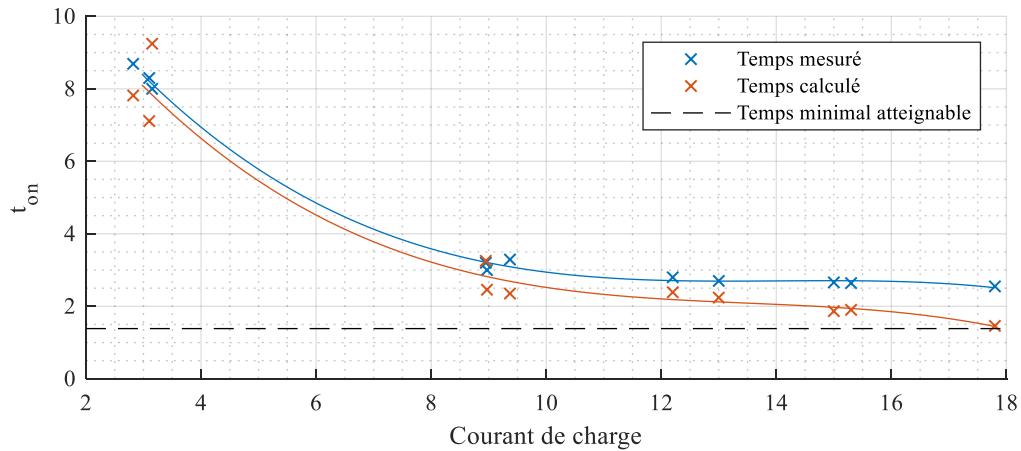


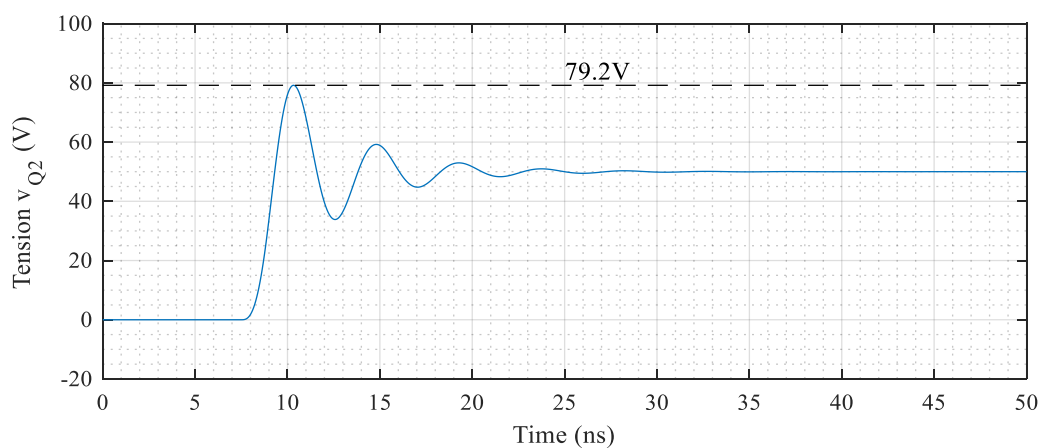
Figure 5-31: Temps de coupure à la descente de la tension en fonction du courant de charge

### C. Prédicibilité par le modèle de *snubber* mis au point

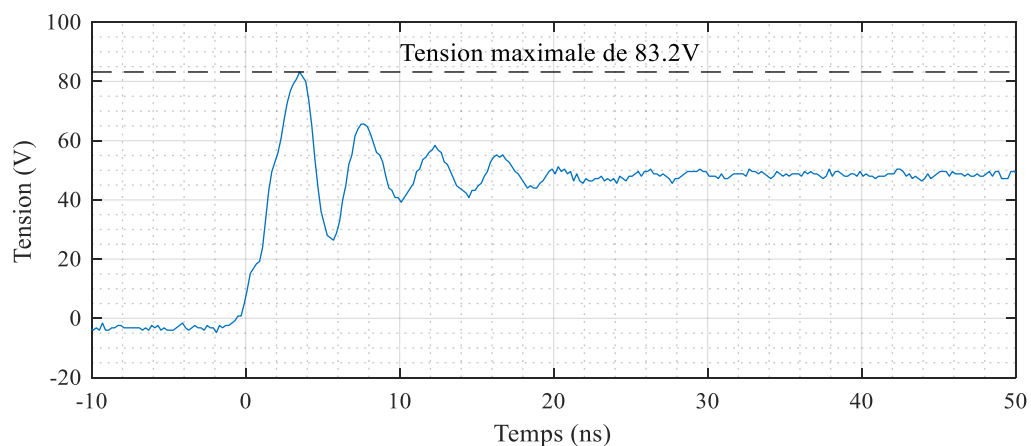
La surtension obtenue à l'aide de ce prototype est fixe et dépend principalement de la valeur de  $C_{oss}$  et de l'inductance de boucle. Ces deux variables sont connues. À 50V,  $C_{oss}$  possède une valeur de 280 pF et l'inductance possède une valeur de 1.44 nH. L'utilisation du modèle développé dans le Chapitre 3-3.3 permet de fournir la courbe visible à la Figure 5-32. Ces figures montrent une bonne corrélation entre la forme d'onde calculée et celle mesurée. Les maximums mesurés sont respectivement de 79.2 V et 83.2 V, montrant une erreur de 5%.

Une méthode pour prévoir le maximum est en trouvant la marge de phase grâce à (3-6) et à la Figure 3-15. Les tests pratiques effectués dans le cadre de la présente thèse ont montré une erreur

d'estimation de la surtension inférieure à 10 %. La méthode de recherche de la surtension lors de la conception est décrite par la Figure 5-33. Ce processus peut être automatisé en fournissant en entrée que les paramètres du HEMT et les dimensions de la boucle de commutation.

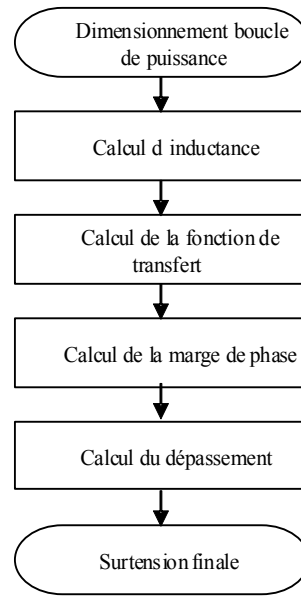


(a)



(b)

Figure 5-32: Courbes lors de la coupure du HEMT du bas du bras de pont. (a) : forme d'onde maximale calculée (b) forme d'onde mesurée



*Figure 5-33: Processus de calcul de la surtension lors de la fermeture d'un HEMT en bras de pont*

#### D. Rendement

Ce prototype a pu être utilisé à des fréquences variant de 100 kHz à 2 MHz. Cependant, l'échauffement du composant a constitué une limite aux mesures de rendement. Les deux points limitants sont d'une part, la difficulté de mesure de la température du composant. D'autre part, l'inertie thermique a également limité la capacité en courant. En effet, la jonction du composant peut atteindre sa limite de température sans qu'une mesure extérieure ne reflète un tel échauffement. Compte tenu de ces contraintes et du temps nécessaire à la mesure, il a été décidé de se limiter aux fréquences de 100 kHz et 250 kHz qui présentent l'avantage d'être fréquemment utilisées. Il est ainsi plus aisé de comparer ces courbes avec celles d'autres composants ne pouvant pas opérer à une fréquence plus élevée. Le montage utilisé afin de mesurer le rendement de la cellule de commutation est illustré à la Figure 5-34.

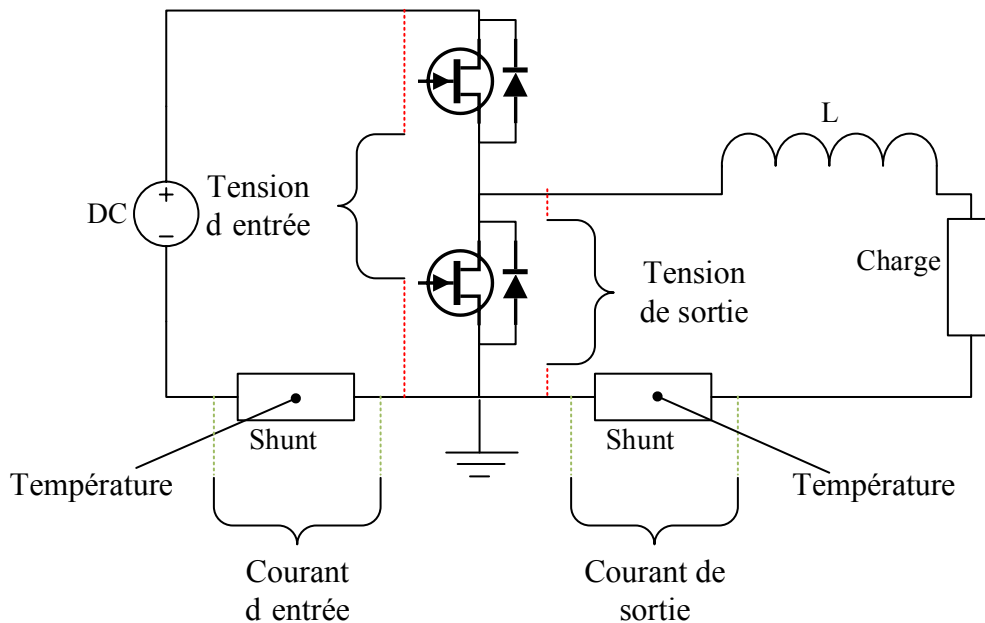


Figure 5-34: Montage utilise pour la mesure de rendement de la cellule de commutation en tenant compte de l'échauffement des éléments de mesure de courant.

Le résultat est visible à la Figure 5-35. Les valeurs de rendement étant proches de 1, il faut alors considérer les imperfections de mesure pour émettre un jugement sur la validité de la mesure et les performances des composants HEMTs. Les courant étant mesurés à travers des résistances, leur dérive avec la température ainsi que leur tolérance permettent de tracer trois courbes. Chacune d'entre elle comprend une correction avec la température, celle indiquée « Mesurée » correspond à une erreur de résistance de 0%. La tolérance étant de 1%, celle « Minimum » et « Maximum » indiquent la mesure possible en tenant compte des incertitudes des composants de mesure.

Une courbe franchissant le seuil du rendement unitaire n'est pas réaliste, indiquant alors que ce cas de figure de rendement maximal n'est pas réaliste montrant que la valeur mesurée est sûrement la plus proche de la réalité.

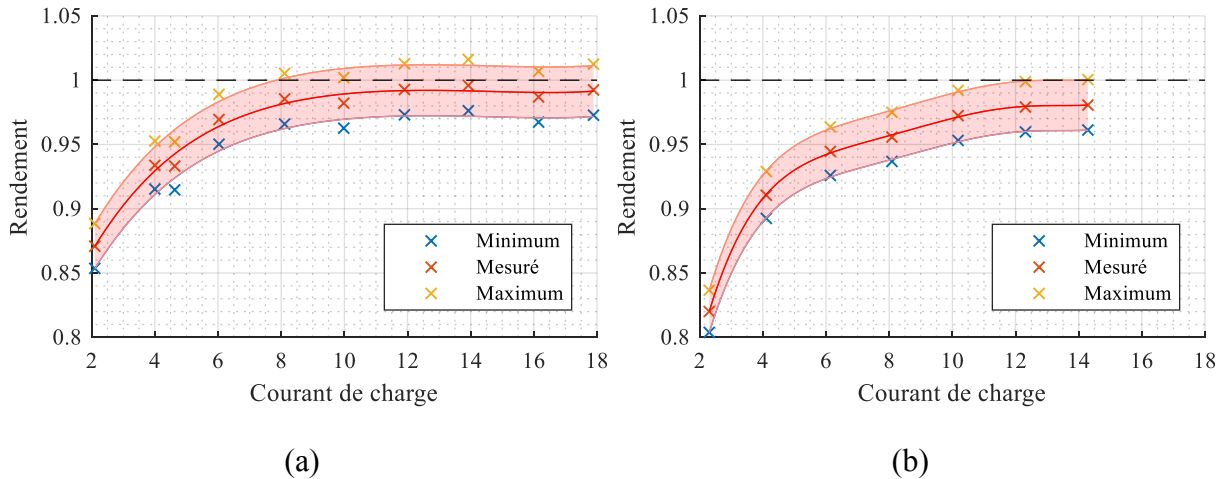


Figure 5-35: Courbes de rendement de la boucle de commutation obtenues lors des tests du prototypes. Une mesure de température à la surface du composant était l'indicateur d'arrêt des essais. (a), courbe à 100 kHz avec bus dc de 50V (b), courbe à 250 kHz avec bus dc à 50V.

Les excellents rendements obtenus avec un maximum mesuré de 99.6 % à 100 kHz et 98.1 % à 250 kHz indiquent plusieurs avantages de cette technologie :

- Possibilité d'augmenter la fréquence de commutation
- Possibilité de ne pas ajouter de système de dissipation de chaleur

Bien qu'il soit normal qu'un rendement soit moins bon à plus faible puissance, il reste à expliquer la provenance de ses pertes. Les calculer avec les formules classiques appliquées au bras de pont complet (5-6) et (5-7) fournit la Figure 5-36, laquelle est très éloignée du résultat expérimental.

$$P_{cond} = R_{tot} I^2 \quad (5-6)$$

$$P_{sw} = I_{charge} V_{dc} t_{sw} f \quad (5-7)$$

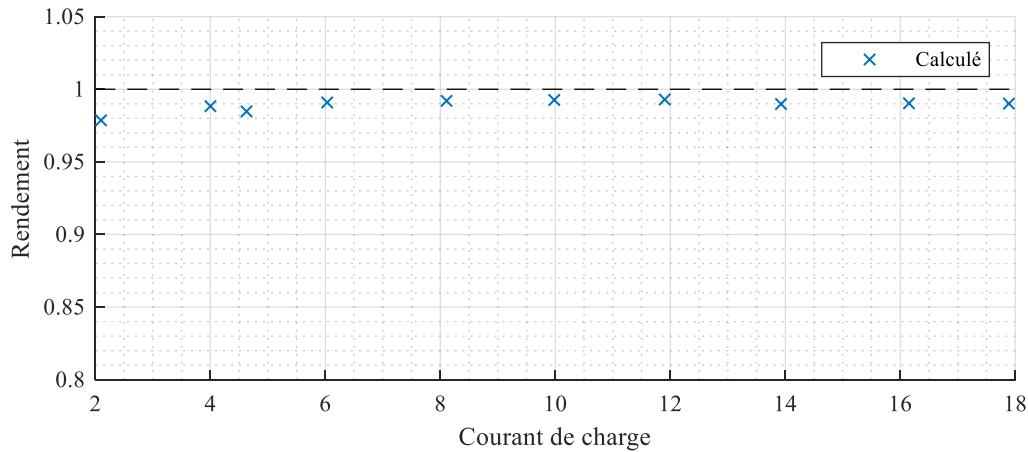


Figure 5-36: Rendement du prototype calculé

### c. Conclusion

Ce prototype a permis de valider les travaux présentés dans cette thèse. Il a également permis de confirmer les excellentes performances des composants HEMTs pour la conversion de puissance à l'aide de la commutation forcée. Grâce à ces validations, il est possible de certifier qu'il est possible de connaître le comportement de HEMTs lors de leur utilisation dans un convertisseur DC/DC à découpage lorsque la topologie de boucle de puissance 3D-2 est utilisée.

Ce prototype a également permis de mettre en avant un besoin plus approfondi de compréhension du processus de génération de pertes dans les HEMTs. La littérature revient fréquemment sur la résistance dynamique de cette technologie [78]. L'étude plus approfondie de ce phénomène peut apporter les connaissances manquantes à l'estimation des pertes par commutation.



---

## Chapitre 6 CONCLUSION GENERALE

### 6.1. Résumé des travaux

Les travaux présentés dans le manuscrit de cette thèse constituent une analyse de l'impact des phénomènes inductifs d'une boucle de puissance sur un composant aussi rapide que les HEMTs au GaN. Il est maintenant possible de choisir une topologie de boucle en connaissant ses avantages et inconvénients. Choisir la topologie 3D-2 permet alors d'appliquer les travaux présentés sur l'estimation de sa résistance, de sa répartition de courant ainsi que de son inductance. Ces paramètres peuvent alors permettre un choix de dimension de composant qui doit être le plus large et le moins haut possible afin de minimiser inductance et résistance.

Ces paramètres obtenus durant la conception du circuit imprimé peuvent ensuite servir à l'estimation du temps de commutation, de la surtension et le cas échéant, du dispositif de *snubber* à appliquer. Le calcul de ce dernier repose dorénavant sur une formulation mathématique validée permettant d'augmenter le degré de confiance dans les choix de design à établir.

### 6.2. Résultats et conclusion

L'objectif de la thèse était de répondre à la question « **Pour la commutation d'un HEMT, est-il possible de commuter en 1 ns ? Comment concevoir un circuit réunissant les conditions optimales pour maximiser la puissance pouvant être transitée dans un HEMT donné ?** ».

Les efforts de mise en équation associés aux tests pratiques ont permis de mettre en avant qu'il est possible de commuter en 1 ns, mais pour ce faire il faut remplir plusieurs conditions. Ces conditions portent sur le composant ainsi que sur la boucle de puissance. Comme démontré au Chapitre 3, le temps de montée et de descente d'un composant de puissance est limité par ses capacités internes ainsi que l'inductance de boucle. Le composant testé, le GS61008T possède un temps de montée de 1.6 ns en prenant en compte son implémentation pratique, ce qui concorde avec les calculs effectués. Ces calculs indiquent qu'une inductance plus faible, avec un maximum de 1.2 nH permettrait de minimiser la surtension. Cette inductance peut alors être réduite de plusieurs façons, soit en modifiant la boucle de puissance, avec un écart entre les pistes plus faible avec une valeur de 110  $\mu\text{m}$  contre les 175  $\mu\text{m}$  utilisés. Une autre solution est

de réduire l'inductance interne des condensateurs en ayant si possible une inductance totale des condensateurs de découplage de 0.64 nH.

De futurs HEMTs avec des capacités internes plus faibles et des dimensions adaptées, en étant plus larges et moins haut pourrons passer aller bien en deçà de 1 ns pour une commutation de puissance. Les dimensions utiles au choix du boîtier peuvent être fournies avec le Chapitre 4 en fonction de l'inductance minimale possible souhaitée par le fabricant. Ce chapitre permet aussi de montrer que (4-29), bien que souvent utilisé, peut être améliorée pour des rapports largeur sur espacement de pistes inférieurs à 7 où l'erreur devient bien plus grande que 10% avec (4-41) ou sa version simplifiée (4-42) où l'erreur donnée est inférieure à 6% sur une plus grande plage d'utilisation.

### 6.3. Contributions originales

Cette thèse a présenté plusieurs approches originales à la problématique de commutation de puissance. Ces approches se focalisent sur l'impact du design de la boucle de puissance. Une analyse comparative des topologies les plus fréquentes a été menée, permettant de mieux comprendre les avantages et inconvénients de chacune. Au meilleur des connaissances de la littérature existante, il n'a pas été possible de trouver d'article scientifique faisant une telle comparaison.

Par la suite, l'étude détaillée de la géométrie de la boucle de puissance par une approche analytique est novatrice. Elle constitue une étape supplémentaire dans la compréhension des phénomènes magnétiques d'une boucle de commutation et permet de faciliter le choix de composant en prenant en compte leur taille et donc la valeur finale d'inductance.

La nouvelle formule d'estimation de l'inductance de boucle permet un remplacement complet de l'ancienne en y ajoutant une connaissance sur les limites dimensionnelles de sa validité. Ainsi, cette formulation permet d'éviter l'utilisation de logiciels de simulation numérique, permettant une importante économie de temps.

L'étude de l'influence des paramètres de la boucle de puissance sur la commutation à l'aide d'outils provenant du domaine de la commande est également nouvelle. Cette étude permet de formaliser le design de *snubbers* adaptés aux commutations rapides. Ce travail donne l'impact

de l'inductance de boucle sur les temps de montée donnant par la suite les pertes ajoutées par un tel dispositif. Une analyse aussi complète appliquée aux transistors HEMT avec de tels outils mathématiques n'a pas été trouvée dans la littérature.

Enfin, Les prototypes ont permis de valider les théories avancées tout en mettant en avance l'excellent rendement obtainable avec la boucle de commutation optimisée. Ces prototypes permettent de mettre en avant la qualité du travail accompli.

Les travaux de ce doctorat ont actuellement permis l'intervention à deux conférences [79][80] et l'écriture d'un papier « Calculation of PCB Power Loop Stray Inductance in GaN or High di/dt Applications » accepté dans le journal IEEE Transactions on Power Electronics.

## 6.4. Recommandations et propositions d'études supplémentaires

Cette étude a permis de mieux comprendre l'origine de l'inductance de boucle, son calcul ainsi que ses répercussions sur la commutation dur de transistors HEMT. Il reste cependant d'autres points qui nécessitent d'être étudiés.

### a. L'aspect thermique

Les composants de puissance utilisés ici chauffent durant leur utilisation. Bien que les lois thermiques reliant température et puissance soient connues, elles ne peuvent pas s'appliquer simplement à notre cas d'étude. Si le radiateur ajouté présente une surface plus grande que celle des composants alors il faut réévaluer la résistance thermique. Celle-ci sera dépendante du point de contact de la source de chaleur ainsi que des différentes surfaces d'échange.

### b. Les pertes

Comme vu dans la partie expérimentale, les pertes des HEMTs requièrent une attention particulière. La résistance dynamique, les effets d'oscillation et de surtension ainsi que les différentes fréquences (de commutation d'oscillation, de découpage) doivent être considérées. Cet aspect demande à être plus étudié afin de mieux connaître les sources de pertes et ainsi mieux connaître les résultats pratiques qu'il est possible d'obtenir. Enfin, connaître précisément

les pertes permet de mieux calculer la fréquence optimale d'utilisation alliant alors taille réduite et faibles pertes.

### c. L'amélioration des condensateurs de découplage

Comme il a été possible de le constater lors de la validation du calcul de l'inductance de boucle, celle du condensateur de découplage compte pour les deux tiers du total. Cet élément de découplage doit donc être optimisé afin d'améliorer les profils de commutation qu'il est possible d'obtenir. La solution d'ajouter plus de condensateurs en parallèle afin de réduire d'autant l'inductance totale en résultant est limitée par la taille des composants HEMT. En effet, mettre les condensateurs trop loin oblige à prendre en compte le nouveau chemin de courant créé, présentant lui aussi une inductance. Une autre solution consiste à utiliser des condensateurs spéciaux à très faible inductance. Ceux-ci, ne présentent actuellement que des tensions de fonctionnement faibles et des capacités très faibles. Ils ne sont alors pas en mesure d'être utilisés dans des dispositifs de conversion de puissance où des tensions et des courants élevés sont courants.

### d. Limitation du cross-talk

Lors des essais, il a été possible de constater des phénomènes de cross-talk. Celui-ci consiste en la circulation de courant dans la capacité  $C_{gd}$  d'un transistor du bras de pont lorsque l'autre commute. Les très faibles valeurs de résistance de grille utilisées ont permis d'éviter une commutation involontaire des composants. Cependant, la variation de la tension de grille engendre une résistance à l'état passant plus importante, engendrant des pertes supplémentaires.

D'un point de vue utilisation du semi-conducteur, il n'est pas possible de modifier la valeur des capacités internes du composant. Il est donc important de bien comprendre le phénomène afin de le réduire au maximum et ainsi de limiter les pertes ou d'empêcher toute commutation indésirée du composant.

## ANNEXES

### 1. Détail du calcul du courant admissible en fonction des paramètres de commutation

Les pertes sont fournies par (2-4) à (2-7). Les pertes totales sont donc

$$P_{tot} = V_{DS} \cdot I_{Don} \cdot \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} f + V_{DS} \cdot I_{Doff} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} f + R_{dsON} \int_{ton}^{toff} i_D^2(t) dt f \quad (A1-1)$$

En considérant que la charge est suffisamment inductive pour que le courant au blocage et à la mise en conduction soit le même, nous obtenus alors :

$$P_{tot} = V_{DS} I_D \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} f + V_{DS} I_D \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} f + R_{dsON} I_D^2 \int_{ton}^{toff} dt f \quad (A1-2)$$

$$P_{tot} = V_{DS} I_D \frac{t_{ri} + t_{fu} + t_{ru} + t_{fi}}{2} f + R_{dsON} I_D^2 \eta \quad (A1-3)$$

Nous pouvons alors introduire le temps total de commutation  $t_{sw} = t_{ri} + t_{fu} + t_{ru} + t_{fi}$ . En cherchant le courant correspondant à une puissance dissipée donnée, il faut alors résoudre

$$I_D^2 R_{dsON} \eta + I_D V_{DS} \frac{t_{swi}}{2} f - P_{tot} = 0 \quad (A1-4)$$

$$\Delta = \left( V_{DS} \frac{t_{swi}}{2} f \right)^2 + 4 R_{dsON} \eta P_{tot} \quad (A1-5)$$

Dans notre cas, étant donné que toutes les variables sont positives,  $\Delta \geq 0$ . Donc

$$I_{MAX} = \frac{\pm \sqrt{\left( 0.5 V_{DS} f t_{sw} \right)^2 + 4 R_{dsON} \eta P_{jMAX}} - 0.5 V_{DS} f t_{sw}}{2 R_{dsON} \eta} \quad (A1-6)$$

Or, dans notre cas, le courant ne pouvant être bloqué de dans un sens, possède une valeur positive. Donc :

$$I_{MAX} = \frac{\sqrt{(0.5V_{DS}ft_{sw})^2 + 4R_{dsON}\eta P_{jMAX}} - 0.5V_{DS}ft_{sw}}{2R_{dsON}\eta} \quad (A1-7)$$

Avec

$$V_{DS} : \text{tension drain-source commutée} \quad (A1-8) \quad R_{dsON} : \text{résistance à l'état passant} \quad (A1-9)$$

$$f : \text{fréquence de commutation} \quad (A1-10) \quad \eta : \text{rapport cyclique} \quad (A1-11)$$

$$t_{sw} : \text{temps total de commutation par période } (t_{fi} + t_{ri} + t_{fu} + t_{ri}) \quad (A1-12) \quad P_{jMAX} : \text{puissance de jonction maximale autorisée} \quad (A1-13)$$

## 2. Détail du calcul de la fonction de transfert pour modélisation bouclée

### A. Détails du calcul de la fonction de transfert

Le modèle de départ est celui présenté à la Figure A1-1. Il est possible de le représenter avec la Figure A1-2 en considérant (A1-14), (A1-15) et (A1-16).

$$Z_1 = R_{Q1} + R_{pcb} + sL_{pcb} \quad (A1-14)$$

$$Z_2 = \frac{1}{sC_{ossQ2}} \quad (A1-15)$$

$$Z_3 = R_{snub2} + \frac{1}{sC_{snub2}} \quad (A1-16)$$

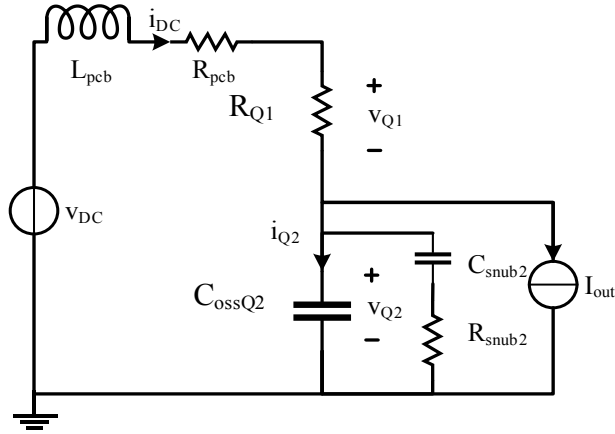


Figure A1-1: Modèle simplifié étudié

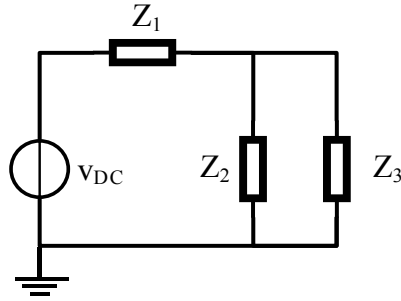


Figure A1-2: Première simplification

Enfin, il est possible de faire la simplification finale représentée par la Figure A1-3.  $Z_4$  est donné par (A1-19)

$$Z_4 = Z_2 // Z_3 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{\frac{1}{s C_{ossQ2}} \cdot \left( R_{snub2} + \frac{1}{s C_{snub2}} \right)}{\frac{1}{s C_{ossQ2}} + R_{snub2} + \frac{1}{s C_{snub2}}} \quad (A1-17)$$

$$\Rightarrow Z_4 = \frac{R_{snub2} + \frac{1}{s C_{snub2}}}{s C_{ossQ2} R_{snub2} + \frac{C_{ossQ2}}{C_{snub2}} + 1} = \frac{s C_{snub2} R_{snub2} + 1}{s^2 C_{snub2} C_{ossQ2} R_{snub2} + s(C_{ossQ2} + C_{snub2})} \quad (A1-18)$$

$$\Rightarrow Z_4 = \frac{1}{s(C_{osQ2} + C_{snub2})} \frac{s C_{snub2} R_{snub2} + 1}{\frac{C_{snub2} C_{osQ2} R_{snub2}}{C_{osQ2} + C_{snub2}} + 1} \quad (A1-19)$$

Enfin, la tension recherchée est donnée par (A1-20) qui admet alors comme expression finale (A1-22).

$$v_{DS} = v_{DC} \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} = v_{DC} \frac{\frac{1}{s(C_{osQ2} + C_{snub2})} \frac{s C_{snub2} R_{snub2} + 1}{\frac{C_{snub2} C_{osQ2} R_{snub2}}{C_{osQ2} + C_{snub2}} + 1}}{R_{Q1} + R_{pcb} + sL_{pcb} + \frac{1}{s(C_{osQ2} + C_{snub2})} \frac{s C_{snub2} R_{snub2} + 1}{\frac{C_{snub2} C_{osQ2} R_{snub2}}{C_{osQ2} + C_{snub2}} + 1}} \quad (A1-20)$$

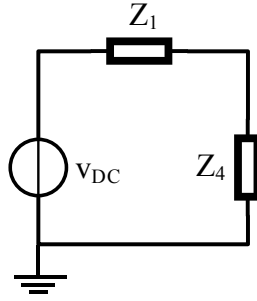


Figure A1-3: Simplification finale

$$\Rightarrow v_{DS} = v_{DC} \frac{s C_{snub2} R_{snub2} + 1}{s(C_{osQ2} + C_{snub2})(R_{Q1} + R_{pcb} + sL_{pcb}) \left( s \frac{C_{snub2} C_{osQ2} R_{snub2}}{C_{osQ2} + C_{snub2}} + 1 \right) + s C_{snub2} R_{snub2} + 1} \quad (A1-21)$$

$$\Rightarrow \frac{v_{DS}}{v_{DC}} = \frac{s\tau_{sn} + 1}{s^3 \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} + s^2 \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{osQ2} \tau_{sn} \right) + s(\tau_T + \tau_{sn}) + 1} \quad (A1-22)$$

Avec :



$$\tau_{sn} = R_{snub2} C_{snub2} \quad (A1-23)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{pcb} C_{ossQ2}}} \quad (A1-24)$$

$$\tau_T = (R_{pcb} + R_{Q1})(C_{ossQ2} + C_{snub2}) \quad (A1-25)$$

$$\omega_T = \frac{1}{\sqrt{L_{pcb} (C_{ossQ2} + C_{snub2})}} \quad (A1-26)$$

### B. Passage de la fonction de transfert au système bouclé

Il est difficile d'analyser (A1-22) en l'état. Ainsi, pour l'analyser, il est nécessaire d'utiliser les outils d'analyse de fonction de transfert en boucle ouverte. Cette méthode qui se base sur la forme bouclée d'un système linéaire asservi repose sur la structure rappelée à la Figure A1-4.

La fonction de transfert en boucle fermée (*FTBF*) est directement donnée par (A1-22) et correspond à (A1-27) en correspondance avec la forme bouclée. La fonction de transfert en boucle ouverte (*FTBO*) est celle qui permettra l'analyse des performances de la *FTBF* et est donnée par (A1-28).

$$FTBF(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{v_{DS}}{v_{DC}} \quad (A1-27)$$

$$FTBO(s) = G(s)H(s) \quad (A1-28)$$

Une identification de  $G(s)$  et  $H(s)$  est alors nécessaire. Pour l'effectuer nous nous basons sur le principe que les fonctions de transfert sont causales et qu'ainsi le degré du numérateur est inférieur à celui du dénominateur. En modifiant l'écriture nous obtenons (A1-29) qui montre

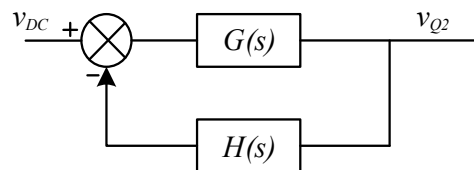


Figure A1-4: Boucle fermée utilisée pour l'analyse de (A1-22).

que pour garder la causalité, deux choix sont possibles, donnés par (A1-30) et (A1-31) ainsi que (A1-32) et (A1-33). Les équations retenues sont (A1-30) et (A1-31), car elles permettent une factorisation lors de l'analyse de la *FTBO*, la rendant plus simple.

$$FTBF(s) = \frac{1}{\frac{1}{G(s)} + H(s)} = \frac{1}{s^3 \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} + s^2 \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right) + s(\tau_T + \tau_{sn}) + 1} \quad (A1-29)$$

$$H_1(s) = \frac{s(\tau_T + \tau_{sn}) + 1}{s\tau_{sn} + 1} \quad (A1-30)$$

$$G_1(s) = \frac{1}{s^2} \frac{s\tau_{sn} + 1}{s \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} + \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right)} \quad (A1-31)$$

$$H_2(s) = \frac{s(\tau_T + \tau_{sn})}{s\tau_{sn} + 1} \quad (A1-32)$$

$$G_2(s) = \frac{s\tau_{sn} + 1}{s^3 \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} + s^2 \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right) + 1} \quad (A1-33)$$

La FTBO résultant est donnée par (A1-34) qui peut être ramenée à une fonction de transfert classique donnée par (A1-36).

$$FTBO(s) = \frac{1}{s^2} \frac{s(\tau_T + \tau_{sn}) + 1}{s \frac{\tau_{sn}}{\omega_0^2} + \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right)} \quad (A1-34)$$

$$FTBO(s) = \frac{1}{s^2 \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right)} \frac{s(\tau_T + \tau_{sn}) + 1}{\omega_0^2 \left( \frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{ossQ2} \tau_{sn} \right) + 1} \quad (A1-35)$$

$$FTBO(s) = A \frac{1}{s^2} \frac{s\tau_1 + 1}{s\tau_2 + 1} \quad (A1-36)$$

Avec :

$$A = \frac{1}{\frac{1}{\omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{osQ2} \tau_{sn}} \quad (A1-37)$$

$$\tau_1 = \tau_T + \tau_{sn} \quad (A1-38)$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \left( \frac{1}{\tau_{sn} \omega_T^2} + (R_{Q1} + R_{pcb}) C_{osQ2} \right)} \quad (A1-39)$$

### 3. Passage du référentiel 3D à 2D

Pour le calcul analytique du flux au Chapitre 4-4.3, nous retrouvons (A1-40), formule générale en trois dimensions. Cette formule est simplifiée avec (A1-41). Nous détaillons ici ce calcul.

$$\vec{B}(\vec{r}_0) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V_{conducteur}} \frac{\vec{J}_s(\vec{r}) \times (\vec{r}_0 - \vec{r})}{|\vec{r}_0 - \vec{r}|^3} dx dy dz \quad (A1-40)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left( \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} \right)^3} dy = \frac{-2}{(x_0 - x)^2 + (z_0 - z)^2} \quad (A1-41)$$

Dans notre cas,  $\vec{J}_s$  est invariable selon  $y$ . Cela permet de considérer l'équation comme constante selon cet axe et ainsi il suffit d'étudier (A1-42) en considérant la longueur selon  $y$  comme infinie.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|\vec{r}_0 - \vec{r}|^3} dy \quad (A1-42)$$

$$\Rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{|\vec{r}_0 - \vec{r}|^3} dy = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left( \sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2} \right)^3} dy \quad (A1-43)$$

Posons  $a = (y_0 - y)^2$  et  $b = (x_0 - x)^2 + (z_0 - z)^2$ . Il vient alors que :

$$a = y_0^2 - 2y_0y + y^2 \Rightarrow \frac{da}{dy} = (-2y_0 + 2y) \Rightarrow dy = \frac{-1}{2(y_0 - y)} da = \frac{-1}{2\sqrt{a}} da \quad (\text{A1-44})$$

$$y \rightarrow +\infty \Rightarrow a \rightarrow +\infty \text{ et } y \rightarrow -\infty \Rightarrow a \rightarrow +\infty \quad (\text{A1-45})$$

Donc :

$$\Rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy = \quad (\text{A1-46})$$

$$\int_{-\infty}^{y_0} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy + \int_{y_0}^{+\infty} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy$$

Comme le changement de variable introduit une fonction décroissante sur  $[-\infty, y_0]$  puis croissante sur  $[y_0, +\infty]$ , le changement de variable s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} &\Rightarrow \int_{-\infty}^{y_0} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy + \int_{y_0}^{+\infty} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy \\ &= \int_{+\infty}^0 \frac{1}{2\sqrt{a}(\sqrt{a+b})^3} da - \int_0^{+\infty} \frac{1}{2\sqrt{a}(\sqrt{a+b})^3} da = -2 \int_0^{+\infty} \frac{1}{2\sqrt{a}(\sqrt{a+b})^3} da \end{aligned} \quad (\text{A1-47})$$

$$\Rightarrow -2 \int_0^{+\infty} \frac{1}{2\sqrt{a}(\sqrt{a+b})^3} da = -2 \left[ \frac{1}{b} \sqrt{\frac{a}{a+b}} \right]_0^{+\infty} = \frac{-2}{b} = \frac{-2}{(x_0 - x)^2 + (z_0 - z)^2} \quad (\text{A1-48})$$

Donc :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left(\sqrt{(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2}\right)^3} dy = \frac{-2}{(x_0 - x)^2 + (z_0 - z)^2} \quad (\text{A1-49})$$

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. Hamady, S. Hamady, G. Nitride, and G. High, “New concepts for normally-off power Gallium Nitride ( GaN ) High Electron Mobility Transistor ( HEMT ),” 2015.
- [2] A. Hariya, K. Matsuura, H. Yanagi, S. Tomioka, Y. Ishizuka, and T. Ninomiya, “Five-Megahertz PWM-Controlled Current-Mode Resonant DC–DC Step-Down Converter Using GaN-HEMTs,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 4, pp. 3263–3272, Jul. 2015.
- [3] Z. Zhang, K. D. T. Ngo, and J. L. Nilles, “A 30-W flyback converter operating at 5 MHz,” *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 1415–1421, 2014.
- [4] Y. Wu, M. Jacob-Mitos, M. L. Moore, and S. Heikman, “A 97.8% efficient GaNHEMT boost converter with 300-W output power at 1 MHz,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 8, pp. 824–826, 2008.
- [5] L. Zhou, Y. Wu, and U. Mishra, “True-Bridgeless Totem-Pole PFC Based on GaN HEMTs,” pp. 14–16, 2013.
- [6] F. Hoffmann, “2014 DOE OE Energy Storage Program Peer Review 60kW Inverter with Built-In Isolation Using GaN Devices Project Team : PPS Princeton Power Systems is a leading global designer,” *2014 DOE OE Energy Storage Program Peer Review*. pp. 1–12, 2014.
- [7] Z. Pang, X. Ren, J. Xiang, Q. Chen, X. Ruan, and W. Chen, “High-frequency DC-DC converter in electric vehicle based on GaN transistors,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, no. 51377081, pp. 1–7.
- [8] J. S. Glaser and J. M. Rivas, “A 500 W push-pull dc-dc power converter with a 30 MHz switching frequency,” in *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 654–661.
- [9] A. Bouscayrol, “EMR website.” [Online]. Available: <http://www.emrwebsite.org/energetic-macroscopic-representation.html>.

- 
- [10] A. Mousavi, “Soft-Switching DC-DC Converters,” University of Western Ontario London, 2013.
  - [11] R. Xinbo, *Soft-switching PWM full-bridge converters*. John Wiley & sons, 2014.
  - [12] I. Ioinovici, Adrian (Holon Institute of Technology, *Power Electronics and Energy Conversion Systems Volume 1*, vol. 1. John Wiley & sons, 2013.
  - [13] E. M. Chumbes *et al.*, “AlGaIn/GaN high electron mobility transistors on Si(111) substrates,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 48, no. 3, pp. 420–426, 2001.
  - [14] J. B. J. Dalibard, *The Quantum Mechanics Solver*. 2006.
  - [15] X.-G. He, D.-G. Zhao, and D.-S. Jiang, “Formation of two-dimensional electron gas at AlGaIn/GaN heterostructure and the derivation of its sheet density expression,” *Chinese Phys. B*, vol. 24, no. 6, p. 067301, Jun. 2015.
  - [16] M. Wang *et al.*, “900 V/1.6 m<sub>s</sub> · cm<sup>2</sup> Normally Off Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>/GaN MOSFET on Silicon Substrate,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 61, no. 6, pp. 2035–2040, Jun. 2014.
  - [17] S. Majumdar, C. Sahu, and D. Biswas, “Fabrication of E-mode InGaIn/AlGaIn/GaN HEMT using FIB based lithography,” *2017 IEEE Electron Devices Technol. Manuf. Conf. EDTM 2017 - Proc.*, pp. 175–177, 2017.
  - [18] H. Chiu *et al.*, “Analysis of the Back-Gate Effect in Normally OFF p-GaN Gate High-Electron Mobility Transistor,” vol. 62, no. 2, pp. 507–511, 2015.
  - [19] X. Huang, Z. Liu, Q. Li, and F. C. Lee, “Evaluation and application of 600 v GaN HEMT in cascode structure,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2453–2461, 2014.
  - [20] B. M. Green *et al.*, “Cascode connected AlGaIn/GaN HEMTs on SiC substrates,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 10, no. 8, pp. 316–318, 2000.
  - [21] S. a. Kukushkin, a. V. Osipov, V. N. Bessolov, B. K. Medvedev, V. K. Nevolin, and K. a. Tcarik, “Substrates for epitaxy of gallium nitride: New materials and techniques,” *Rev. Adv. Mater. Sci.*, vol. 17, pp. 1–32, 2008.

- 
- [22] S. Q. Zhou, A. Vantomme, B. S. Zhang, H. Yang, and M. F. Wu, "Comparison of the properties of GaN grown on complex Si-based structures," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, no. 8, p. 081912, Feb. 2005.
  - [23] U. Chowdhury *et al.*, "TEM observation of crack- and pit-shaped defects in electrically degraded GaN HEMTs," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, no. 10, pp. 1098–1100, 2008.
  - [24] N.-Q. Zhang, B. Moran, S. P. DenBaars, U. K. Mishra, X. W. Wang, and T. P. Ma, "Effects of surface traps on breakdown voltage and switching speed of GaN power switching HEMTs," *Int. Electron Devices Meet. Tech. Dig. (Cat. No. 01CH37224)*, pp. 3–6, 2001.
  - [25] G. Px and G. Px, "GS66516T Top cooled 650V enhancement mode GaN transistor Preliminary Datasheet," pp. 1–7, 2015.
  - [26] Gan Systems, "How to Drive GaN Enhancement Mode Power Switching Transistors." pp. 1–13, 2014.
  - [27] O. T. M. Power-transistor, "BSC070N10NS3 G," pp. 1–10, 2011.
  - [28] GaN Systems, "GS61008T Top-side cooled 100 V E-mode GaN transistor Preliminary Datasheet," pp. 1–13, 2016.
  - [29] Efficient Power Conversion, "EPC2022 – Enhancement Mode Power Transistor," *Epc2022*, pp. 1–6, 2016.
  - [30] B. Hauke, "Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage," *Texas Instruments, Appl. Rep. Novemb.*, no. November 2009, pp. 1–9, 2009.
  - [31] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics. Second Edition*. Publishers, Kluwer Academic, 2001.
  - [32] O. C. Onar, J. Kobayashi, and A. Khaligh, "A fully directional universal power electronic interface for EV, HEV, and PHEV applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28,

- no. 12, pp. 5489–5498, 2013.
- [33] A. Hintz, U. R. Prasanna, and K. Rajashekara, “Novel Modular Multiple-Input Bidirectional DC- DC Power Converter ( MIPC ) for HEV / FCV Application,” *Ieee Trans. Ind. Electron. Vol. 62, No. 5, May 2015*, vol. 62, no. 5, pp. 3163–3172, 2014.
- [34] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, Dec. 2017.
- [35] M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, and A. Berthon, “Design and new control of DC/DC converters to share energy between supercapacitors and batteries in hybrid vehicles,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2721–2735, 2008.
- [36] J. Lu *et al.*, “A Modular-Designed Three-Phase High-Efficiency High-Power-Density EV Battery Charger Using Dual/Triple-Phase-Shift Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 9, pp. 8091–8100, Sep. 2018.
- [37] D. Han and B. Sarlioglu, “Deadtime Effect on GaN-Based Synchronous Boost Converter and Analytical Model for Optimal Deadtime Selection,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 601–612, Jan. 2016.
- [38] P. Choi, U. Radhakrishna, C.-C. Boon, D. Antoniadis, and L.-S. Peh, “A Fully Integrated Inductor-Based GaN Boost Converter With Self-Generated Switching Signal for Vehicular Applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 8, pp. 5365–5368, Aug. 2016.
- [39] Rockwell Automation, “Line Reactors and AC Drives.” Mequon Wisconsin.
- [40] M. Prodanović and T. C. Green, “Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1 II, pp. 373–380, 2003.
- [41] C.-Y. Lin, Y.-C. Liu, J.-S. Lai, and B. Chen, “High-Voltage GaN HEMT Evaluation in



- 
- Micro-Inverter Applications,” *Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 2474–2480, 2015.
- [42] K. Rajashekara, R. VENKATACHARI, S. ANATOLE, and V. JOSEPH, “DC link filter design considerations in three-phase voltage source inverter-fed induction motor drive system,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 673–679, 1987.
- [43] M. Han, S. D. Lee, C. Hong, C. S. Yang, and K. S. Kim, “Development of water-cooled heat sink for high-power IGBT inverter,” *7th Internatonal Conf. Power Electron. ICPE’07*, pp. 295–299, 2008.
- [44] E. Gurpinar and A. Castellazzi, “Single-Phase T-Type Inverter Performance,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 7148–7160, 2016.
- [45] T. Morita *et al.*, “99.3% Efficiency of three-phase inverter for motor drive using GaN-based Gate Injection Transistors,” in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2011, pp. 481–484.
- [46] D. Han, A. Ogale, and S. Li, “Efficiency characterization and thermal study of GaN based 1 kW inverter,” *Appl. Power Electron. ...*, pp. 2344–2350, 2014.
- [47] W. R. Curtice, “A MESFET Model for Use in the Design of GaAs Integrated Circuits,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, no. 5, pp. 448–456, 1980.
- [48] J. Strydom, “eGaN ® FETs Deliver the Performance of GaN at the Price of Silicon NOW THAT IS CHANGING ...,” *EPC White Pap.*, pp. 1–2, 2015.
- [49] Z. Liu, X. Huang, F. C. Lee, and Q. Li, “Package parasitic inductance extraction and simulation model development for the high-voltage cascode GaN HEMT,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1977–1985, 2014.
- [50] J. Strydom, M. De Rooij, and A. Lidow, “Gallium Nitride Transistor Packaging Advances and Thermal Modeling,” no. September. China, 2012.
- [51] S. Siami, C. Joubert, and C. Glaize, “High frequency model for power electronics capacitors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 157–166, Mar. 2001.

- 
- [52] F. Hami, H. Boulzazen, and M. Kadi, "High Frequency Characterization and Modeling via Measurements of Power Electronic Capacitors under High Bias Voltage and Temperature Variations," 2015.
- [53] Murata, "KRM55WR72A156MH01K Datasheet." p. 2013, 2013.
- [54] TDK, "CGA8N3X7S2A475K230KB datasheet." 2013.
- [55] Texas Instruments, *High Speed PCB Layout Techniques*. 2004.
- [56] D. Reusch and J. Strydom, "Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High-Frequency Gallium-Nitride-Based Point of Load Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 2008–2015, Apr. 2014.
- [57] D. A. Stone, J. N. Davidson, and M. P. Foster, "Required Cauer network order for modelling of thermal transfer impedance," *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 4, pp. 260–262, 2014.
- [58] K. Murthy and R. Bedford, "Transformation between Foster and Cauer equivalent networks," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 25, no. 4, pp. 238–239, Apr. 1978.
- [59] O. Jardel *et al.*, "An Electrothermal Model for AlGaN/GaN Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2660–2669, Dec. 2007.
- [60] L. Liu, "An improved nonlinear model of HEMTs with independent transconductance tail-off fitting," *J. Semicond.*, vol. 32, no. 2, p. 024004, Feb. 2011.
- [61] K. Shah and K. Shenai, "Simple and Accurate Circuit Simulation Model for Gallium Nitride Power Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 59, no. 10, pp. 2735–2741, Oct. 2012.
- [62] J. Roberts, H. Lafontaine, and C. McKnight-MacNeil, "Advanced SPICE models applied to high power GaN devices and integrated GaN drive circuits," in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 493–496.

- 
- [63] K. Wang, X. Yang, H. Li, H. Ma, X. Zeng, and W. Chen, "An Analytical Switching Process Model of Low-Voltage eGaN HEMTs for Loss Calculation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 635–647, Jan. 2016.
  - [64] T. Halder, "An improved and simple hybrid energy recovery snubber circuit for generic power converters and protection scheme," in *2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2012, pp. 1–6.
  - [65] Jeonghyoun Sung and Kwanghee Nam, "A snubber configuration suitable for energy recovery in three level GTO inverters," in *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, 1997, vol. 2, pp. 1309–1315.
  - [66] R. Blečić, R. Gillon, B. Nauwelaers, and A. Baric, "SPICE analysis of RL and RC snubber circuits for synchronous buck DC-DC converters," in *2015 38th International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 2015, no. May, pp. 91–97.
  - [67] S. Sajadian and E. C. dos Santos, "RCD snubber circuit design for 5-level 4-switch DC-AC converter," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, vol. 40th Annual, pp. 4371–4377.
  - [68] S. Havanur, "SNUBBER DESIGN FOR NOISE REDUCTION IN SWITCHING CIRCUITS," *Application Note AN100-1*. Alpha & Omega semiconductor, Sunnyvale, 2007.
  - [69] A. B. and R. S. Robert Beach, "Circuit Simulation Using EPC Device Models," *EPC - Application note*. pp. 1–12, 2011.
  - [70] J. and Brown, "MOSFET Basics : Understanding Gate Charge and Using it to Assess Switching Performance," no. 9. Vishay Siliconix, pp. 1–6, 2004.
  - [71] D. Reusch, "Optimizing PCB layout," *Optimizing PCB Layout*. EPC-CO, pp. 1–6, 2014.
  - [72] H. J. Zhang, "PCB layout considerations for non-isolated switching power supplies,"

- 
- Appl. Note, Linear Technol.*, vol. 57, no. 15, pp. 41–59, 2012.
- [73] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, and D. Reusch, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, Second Edi. Wiley, 2014.
- [74] M. Fortunato, “Successful PCB grounding with mixed-signal chips - Part 1: Principles of current flow,” *EDN Netw.*, pp. 1–22, 2012.
- [75] Tektronix, “12 Things To Consider When Choosing an Oscilloscope.”
- [76] A. Majid, J. Saleem, F. Alam, and K. Bertilsson, “EMI Suppression in High Frequency Half Bridge Converter,” *Electron. Electr. Eng.*, vol. 19, no. 9, pp. 75–80, Nov. 2013.
- [77] C. W. T. McLyman, *Design Handbook Transformer and Inductor Design Handbook Fourth Edition*, 4th ed. CRC press, 2011.
- [78] N. Badawi, O. Hilt, J. Böckler, E. Bahat-treidel, J. Würfl, and S. Dieckerhoff, “Investigation of the Dynamic On-State Resistance of 600V Normally-off and Normally-on GaN HEMTs,” *IEEE ECCE 2015 Canada*, vol. 2, 2015.
- [79] A. Letellier, M. M. R. M. R. M. R. Dubois, J. P. J. P. J. P. J. P. Trovao, and H. Maher, “Gallium Nitride Semiconductors in Power Electronics for Electric Vehicles: Advantages and Challenges,” in *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2015, pp. 1–6.
- [80] A. Letellier, M. R. Dubois, J. P. Trovao, and H. Maher, “Overvoltage Reduction with Enhanced Snubber Design for GaN-Based Electric Vehicle Drive,” in *2017 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, 2017, pp. 1–6.